

# Elektromechanische Netzwerke mit adaptiven negativen Kapazitäten zur breitbandigen Schall- und Schwingungsreduktion

Von der Fakultät für Maschinenbau  
der Technischen Universität Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig

zur Erlangung der Würde

eines Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

von: Dipl.-Ing. Martin Pohl  
aus: Karl-Marx-Stadt (heute Chemnitz)

eingereicht am: 11. Dezember 2014  
mündliche Prüfung am: 20. März 2015

Vorsitzender: Prof. Dr.-Ing. Michael Sinapius  
Erstgutachter: Prof. Dr.-Ing. Martin Wiedemann  
Zweitgutachter: Prof. Dr. rer. nat. Andreas Dietzel



# Kurzfassung

Das Ziel der Arbeit besteht darin, durch die Weiterentwicklung und Steigerung der Leistungsfähigkeit der negativen Kapazitätsschaltung selbst, sowie durch die Untersuchung der Einflüsse der Platzierung der piezoelektrischen Elemente, d.h. Anzahl, Fläche und Anordnung, eine Methode zur Verbesserung der strukturdynamischen und akustischen Eigenschaften insbesondere von Schalenstrukturen bereitzustellen.

Ausgehend von einer Literaturstudie und eigenen Vorversuchen werden drei wesentliche Ansatzpunkte identifiziert. Dazu zählen erstens die signifikante Erweiterung des elektrischen Betriebsspannungsbereiches der negativen Kapazität auf die Erfordernisse der piezoelektrischen Elemente sowie zweitens die Erhöhung der Robustheit der negativen Kapazitätsschaltung gegenüber Fehlanpassungen des Arbeitspunktes. Als drittes sind die Zusammenhänge zwischen der Anzahl, der Fläche und der Anordnung der piezoelektrischen Elemente auf einer Plattenstruktur in Bezug auf die erreichbare Reduktion der Schalleistung und Schwingungsamplitude derzeit nicht bekannt.

Erreicht wird die Erweiterung des Spannungsbereiches durch die Einführung einer hochspannungstauglichen Schaltungsvariante der negativen Kapazität, wodurch der Ausnutzungsgrad der piezoelektrischen Elemente von 6 % bei den in der Literatur verwendeten Schaltungen auf 100 % gesteigert wird. Zur Robustheitssteigerung werden Kriterien für die Einstellung des Betriebspunktes einer adaptiven negativen Kapazitätsschaltung hergeleitet, welche anschließend in ein technisches Konzept übersetzt werden. Dadurch werden sowohl die Übersteuerung, als auch die Instabilität der Schaltung in Folge von falschen Arbeitspunkten wirkungsvoll und automatisch vermieden. Beide Konzepte, sowohl die Anpassung des Betriebsspannungsbereiches, als auch die Erhöhung der Robustheit, werden als Prototypen realisiert und deren Zielerfüllung experimentell an einem Biegebalken bestätigt. Anschließend erfolgt deren Zusammenführung in eine einzige Schaltung, aus der die hochspannungstaugliche, adaptive negative Kapazitätsschaltung resultiert.

Zur Bestimmung der Abhängigkeit der erreichbaren Dämpfung in Bezug auf Anzahl, Fläche und Anordnung der piezoelektrischen Elemente werden simulative und experimentelle Untersuchungen an einer Platte vorgenommen. Dazu wird zunächst ein Simulationsmodell für mehrere, individuelle negative Kapazitätsnetzwerke auf einer Struktur erstellt. Es zeigt sich, daß große Flächen und gleichzeitig viele individuell beschaltete piezoelektrische Elemente die Dämpfung erhöhen können. Für die Untersuchung der Anordnungsabhängigkeit werden angepaßte Anordnungen für minimale Schall- oder Schwingungsamplitude herangezogen. Dazu wurde das hergeleitete Simulationsmodell der negativen Kapazität in einen Platzierungsalgorithmus eingebunden und basierend darauf angepaßte Anordnungen für minimale Schall- oder Schwingungsleistung erstellt. Diese werden anschließend zur Verifikation des Simulationsmodells auch experimentell vermessen.

# Abstract

The aim of the presented work consists in the creation of methods to improve the acoustic and dynamic characteristics of panel structures by increasing the performance and further development of the negative capacitance shunt itself as well as the investigation of the influences of number, covered area and the arrangement the piezoelectric transducers on the reduction of vibration amplitude and emitted sound power.

From a literature review and own previous experimental investigations, three major issues could be identified. This comprises first the matching of the operational voltage of the negative capacitance circuit to the requirements defined by the piezoelectric transducer. Second, the robustness of the negative capacitance shunt has to be improved with respect to mismatches of the current operating point. As a third major issue, the dependencies of the covered area, the number and the arrangement have to be investigated.

To match the output voltage of the negative capacitance shunt to the voltage requirements of piezoelectric transducers, a high voltage negative capacitance is introduced. It is capable of using the whole operational voltage range of piezoelectric patches instead of only 6 % as known from standard circuits from literature. Therefore, higher vibration amplitudes can be tolerated by the new negative capacitance network without saturation. For improving the robustness, criteria are derived, which allow an automatic adjustment of the operating point of the negative capacitance shunt. These criteria are transferred to a technical concept. With this concept, the known drawbacks of the negative capacitance circuit - saturation and the electrical instability - can be avoided efficiently and automatically. Both concepts, the matching of the output voltage as well as the improved robustness, are realized as prototypes for experimental validation. Afterwards, they are combined into a single circuit, the adaptive high voltage negative capacitance circuit. This results in an autarkic system, which can be used to attenuate vibration amplitude of structures with piezoelectric transducers.

For determining the influence of covered are, number and the arrangement of the piezoelectric transducers on the amplitude reduction of vibration and sound power, simulative and experimental investigations on a non-stiffened panel are executed. First, a simulation model is derived, which is capable of predicting the reduction of sound power and vibration amplitude caused by multiple piezoelectric transducers with individual negative capacitance circuits on a structure. With this model, it can be shown, that wide areas and especially high numbers of small, individually shunted transducers are improving damping performance.

The dependence of the damping efficiency from the arrangement of the piezoelectric transducers is investigated using matched arrangements for minimum vibration amplitude or sound power. These matched arrangements are derived by a placement algorithm, where the derived simulation model of the negative capacitance is used. For validation of the simulation algorithm, the matched arrangements of the piezoelectric transducers are also experimentally tested.



# Vorwort

Die vorliegende Arbeit ist während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter im Institut für Faserverbundleichtbau und Adaptronik des Deutschen Zentrums für Luft- und Raumfahrt e.V. Braunschweig (DLR) entstanden.

Es ist mir ein besonderes Anliegen, an dieser Stelle Herrn Prof. Dr.-Ing. Martin Wiedemann, Direktor des Institutes für Faserverbundleichtbau und Adaptronik am DLR Braunschweig, für die Betreuung meiner Arbeit als Doktorvater und die damit verbundenen Anregungen und Hinweise ebenso zu danken, wie für die Anfertigung des Erstgutachtens zur Dissertation. Des Weiteren gilt mein Dank Herrn Prof. Dr. rer. nat. Andreas Dietzel vom Institut für Mikrotechnik der TU Braunschweig für das Zweitgutachten sowie Herrn Prof. Dr.-Ing. Michael Sinapius vom Institut für Adaptronik und Funktionsintegration der TU Braunschweig für die Übernahme des Vorsitzes der Prüfungskommission.

Ebenfalls danke ich Herrn Prof. Dr.-Ing. Hans Peter Monner und Herrn Dr.-Ing. Johannes Riemenschneider, die als Abteilungsleitung nicht nur ein hervorragendes Arbeitsumfeld geboten, sondern auch Labore, Meßtechnik und die notwendigen Materialien bereitgestellt haben.

Mein besonderer Dank gilt darüber hinaus allen Kollegen aus der Abteilung Adaptronik, die auf die eine oder andere Weise zum Gelingen der Arbeit beigetragen haben. Besonders hervorheben möchte ich an dieser Stelle die Herren Dipl.-Ing. Oliver Unruh und Dipl.-Ing. Thomas Haase für die vielen anregenden Diskussionen, die kritischen Fragen und Hinweise, die motivierenden Worte und nicht zuletzt die Durchsicht der Arbeit.

Ein weiterer Dank geht an Herrn Dr.-Ing. Bernd Schuller vom Institut für Werkzeugmaschinen und Fertigungstechnik der TU Braunschweig für die Zusammenarbeit im Rahmen des DFG Schwerpunktprogramms 1156 „Adaptronik für Werkzeugmaschinen“, woraus sich letztlich die Themenstellung dieser Arbeit ergeben hat.

Danken möchte ich auch den Herren Ulrich Römmer, Clemens Paproth, Nicolas Boulnois und Thorsten Nieland, die als studentische Hilfskräfte in der Thematik mitgewirkt haben.

Abschließend gilt ein herausragender Dank meinen Eltern und meiner Schwester für den Rückhalt und die Unterstützung auf meinem Lebens- und Bildungsweg, ohne die das Gelingen dieser Arbeit nicht möglich gewesen wäre.

Braunschweig im März 2015.



# Inhaltsverzeichnis

<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>IX</b>
<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>XVI</b>
<b>Nomenklatur</b>	<b>XIX</b>
<b>Abkürzungsverzeichnis</b>	<b>XXIII</b>
<b>1. Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1. Motivation . . . . .	1
1.2. Konzepte zur Schall- und Schwingungsreduktion . . . . .	2
1.3. Überblick und Ziele der Arbeit . . . . .	3
<b>2. Stand von Wissenschaft und Technik</b>	<b>7</b>
2.1. Passive Schwingungs- und Schallreduktion . . . . .	7
2.1.1. Strukturelle Maßnahmen . . . . .	7
2.1.2. Mechanische Tilgersysteme . . . . .	8
2.2. Aktive Schwingungs- und Schallreduktion . . . . .	10
2.3. Piezoelektrische Aktoren . . . . .	13
2.3.1. Aktoren in intelligenten Strukturen . . . . .	13
2.3.2. Der piezoelektrische Effekt . . . . .	15
2.3.3. Modellierung und elektrisches Ersatzschaltbild des piezoelektrischen Effektes . . . . .	18
2.4. Dämpfung mit piezoelektrischen Elementen und elektrischen Netzwerken . . . . .	21
2.4.1. Funktionsprinzip elektrischer Netzwerke . . . . .	21
2.4.2. Varianten elektrischer Netzwerke . . . . .	22
2.4.2.1. Passive Netzwerke . . . . .	23
2.4.2.2. Semiaktive Netzwerke . . . . .	24
2.4.3. Schallreduktion mit elektrischen Netzwerken . . . . .	29
2.5. Potentiale und Grenzen der Netzwerke . . . . .	30
2.5.1. Voruntersuchungen an rotierender Stahlscheibe . . . . .	30
2.5.2. Schlussfolgerungen für den Einsatz . . . . .	34
<b>3. Adaptive negative Kapazität für hohe Betriebsspannung</b>	<b>37</b>
3.1. Zielstellung und Vorgehen . . . . .	37
3.2. Betrachtung der Grundsaltung . . . . .	38
3.3. Hochspannungstaugliche negative Kapazitätsschaltung . . . . .	39
3.3.1. Betrieb von Piezokeramiken mit OPV . . . . .	39
3.3.2. Anforderungen an die hochspannungstaugliche negative Kapazitäts- schaltung . . . . .	42
3.3.3. Gestaltung der Spannungsversorgung . . . . .	43

3.3.4.	Hochspannungsgerechte Netzwerkgestaltung . . . . .	44
3.3.4.1.	Schaltungskonzept für Hochspannungstauglichkeit . . . . .	44
3.3.4.2.	Gestaltung der Hochspannungsendstufe . . . . .	48
3.3.4.3.	Hochspannungs-Spannungsfolger als Impedanzwandler . . . . .	50
3.3.4.4.	Prototyp der hochspannungstauglichen negativen Kapazitätsschaltung . . . . .	52
3.3.5.	Experimentelle Untersuchung der hochspannungstauglichen negativen Kapazitätsschaltung am Biegebalken . . . . .	53
3.4.	Adaptive Einstellung der negativen Kapazität . . . . .	56
3.4.1.	Notwendigkeit der adaptiven Einstellung . . . . .	56
3.4.2.	Herleitung der Übertragungsfunktion . . . . .	57
3.4.3.	Modellierung des Operationsverstärkers . . . . .	59
3.4.4.	Elektrische Stabilität der seriellen negativen Kapazität mit angeschlossenem piezoelektrischem Element . . . . .	60
3.4.5.	Analytische Formulierung des Stabilitätskriteriums . . . . .	64
3.4.6.	Einstellkriterien bei Übersteuern des Verstärkers . . . . .	66
3.4.7.	Einstellkriterium bei zu geringer Aussteuerung . . . . .	74
3.4.8.	Konzept für die technische Umsetzung . . . . .	75
3.4.9.	Prototyp der adaptiven negativen Kapazitätsschaltung . . . . .	79
3.4.10.	Test der adaptiven Schaltung am Biegebalken . . . . .	81
3.4.10.1.	Ziel der Untersuchungen am Balken . . . . .	81
3.4.10.2.	Experimentelle Untersuchung der adaptiven Einstellung von $R_{adj}$ . . . . .	81
3.4.10.3.	Einfluß von $R_{adj}$ auf die Amplitudenreduktion . . . . .	86
3.4.10.4.	Einfluß von $R_{adj}$ auf den Oberschwingungsgehalt . . . . .	88
3.4.10.5.	Zusammenfassung der Vermessung der adaptiven negativen Kapazitätsschaltung am Balken . . . . .	94
3.5.	Hochspannungstaugliche adaptive negative Kapazitätsschaltung . . . . .	95
3.5.1.	Notwendigkeit der hochspannungstauglichen adaptiven negativen Kapazitätsschaltung . . . . .	95
3.5.2.	Schaltungsentwurf . . . . .	95
3.5.3.	Experimentelle Untersuchung der adaptiven hochspannungstauglichen negativen Kapazitätsschaltung . . . . .	98
3.6.	Zusammenfassung der Verbesserungen der negativen Kapazitätsschaltung . . . . .	99
<b>4.</b>	<b>Modellbildung zur Simulation der negativen Kapazität</b>	<b>101</b>
4.1.	Ziele der Simulation . . . . .	101
4.2.	Aufbau des Simulationsmodells . . . . .	102
4.2.1.	Modellierung der Struktur . . . . .	102
4.2.2.	Modellierung des elektrischen Netzwerks . . . . .	103
4.2.3.	Modellierung des Piezoeffektes . . . . .	103
4.2.4.	Modellierung des Gesamtsystems . . . . .	104
4.3.	Betrachtungen zur Auswirkung der Beschaltung piezoelektrischer Elemente mit negativen Kapazitäten auf die Bewegungsgleichung . . . . .	107
4.4.	Verifizierung des Simulationsmodells der negativen Kapazität . . . . .	111
4.4.1.	Notwendigkeit der Verifizierung . . . . .	111
4.4.2.	Verifizierung des zur Bestimmung der Modalparameter genutzten Finite-Element-Modells . . . . .	112

4.4.3.	Verifizierung der Aktoranregung in der modalen Simulation . . . . .	113
4.4.4.	Verifizierung der Wirkung der negativen Kapazität . . . . .	114
<b>5.</b>	<b>Einfluß von Anzahl, Fläche und Anordnung der piezoelektrischen Elemente auf die Dämpfungseigenschaften</b>	<b>117</b>
5.1.	Ziel und Methoden der Untersuchung . . . . .	117
5.2.	Die ASAC-Prozeßkette . . . . .	118
5.2.1.	Aufbau und Module der ASAC-Prozeßkette . . . . .	118
5.2.2.	Bewertungsgrößen für die Schall- und Schwingungsreduktion . . . . .	118
5.3.	Modellierung der Teststruktur . . . . .	120
5.4.	Bestimmung der notwendigen Modellparameter für das negative Kapazitätsnetzwerk . . . . .	124
5.5.	Untersuchung regelmäßiger Platzierungen . . . . .	127
5.5.1.	Einfluß der Fläche der piezoelektrischen Elemente . . . . .	127
5.5.2.	Einfluß der Anzahl der piezoelektrischen Elemente . . . . .	130
5.6.	Zielfunktionsangepaßte Platzierung der piezoelektrischen Elemente . . . . .	132
5.6.1.	Zielfunktion und Methode der Anpassung der Platzierung . . . . .	132
5.6.2.	Verifizierung des Platzierungsalgorithmus . . . . .	133
5.6.2.1.	Ziel der Untersuchungen . . . . .	133
5.6.2.2.	Nachweis der Funktion der Optimierung mit einzelner Schwingungsmode . . . . .	134
5.6.2.3.	Nachweis der Sensitivität auf die Zielfunktion . . . . .	137
5.6.2.4.	Zusammenfassung der Optimierung mit reduziertem Frequenz- und Modenbereich . . . . .	143
5.6.3.	Allgemeine Vorgaben für die Anpassung der Anordnung im gesamten Frequenz- und Modenbereich . . . . .	145
5.6.4.	Angepaßte Platzierungen für minimale Schall- oder Schwingungsleistung	146
5.6.5.	Simulative Bewertung der angepaßten Anordnungen hinsichtlich der Sensitivität auf die Zielfunktion . . . . .	146
5.6.6.	Gegenüberstellung der regelmäßigen und der angepaßten Platzierungen	148
5.6.7.	Erhöhung der Zahl der individuellen Netzwerke . . . . .	149
5.7.	Experimentelle Analyse der angepaßten Platzierungen . . . . .	151
5.7.1.	Versuchsaufbau . . . . .	151
5.7.2.	Maßnahmen zur Verringerung nichtlinearer Verzerrungen im Experiment . . . . .	154
5.7.3.	Bestimmung der Schalleistung im Experiment . . . . .	154
5.7.4.	Experimentelle Verifizierung der Simulation . . . . .	155
5.7.5.	Bewertung der Zielfunktionssensitivität des Platzierungsalgorithmus im Experiment . . . . .	158
5.7.6.	Erhöhung der Zahl der individuellen Netzwerke im Experiment . . . . .	160
5.8.	Vergleich mit passiver Dämpfung . . . . .	162
5.9.	Zusammenfassung und Diskussion der Resultate bezüglich Anzahl, Fläche und Anordnung der piezoelektrischen Elemente . . . . .	166
5.9.1.	Zusammenfassung der Resultate der Platzierungsanalyse . . . . .	166
5.9.2.	Schlußfolgerungen hinsichtlich Fläche und Anzahl piezoelektrischer Elemente . . . . .	167
5.9.3.	Diskussion des Einflusses der Anordnung piezoelektrischen Elemente .	168
5.9.4.	Statistische Betrachtung des Anordnungseinflusses . . . . .	170

5.9.5. Konsequenzen bezüglich Anzahl, Fläche und Anordnung der piezoelektrischen Elemente . . . . .	172
<b>6. Zusammenfassung</b>	<b>173</b>
<b>7. Ausblick</b>	<b>177</b>
<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>179</b>
<b>Anhang</b>	<b>185</b>
A. Mathematischer Anhang . . . . .	185
A.1. Linearisierte Gleichungen des piezoelektrischen Effektes . . . . .	185
B. Schaltpläne und elektrische Details . . . . .	186
B.1. Hochspannungs-Spannungsversorgung . . . . .	186
B.2. Hochspannungs-Gegentaktendstufe . . . . .	189
B.3. Hochspannungs-Spannungsfolger . . . . .	190
C. Verwendete Meßgeräte und Meßaufbauten . . . . .	191
C.1. Messung am Balken . . . . .	191
C.2. Plattenprüfstand . . . . .	192
D. Diagramme und Abbildungen . . . . .	193
D.1. Adaptive negative Kapazitätsschaltung . . . . .	193
D.1.1. Beschleunigung der Balkenspitze für verschiedene $R_{adj}$ . . .	193
D.1.2. $U_{OPV}$ für verschiedene $R_{adj}$ . . . . .	194
D.1.3. UART Protokolle der Untersuchungen zur adaptiven Einstellung von $R_{adj}$ . . . . .	195
D.1.4. OSA von $U_{OPV}$ für verschiedene Erregerspannungen bei $f_{err} = 636Hz$ . . . . .	198
D.1.5. OSA der Beschleunigung für verschiedene Erregerspannungen bei $f_{err} = 636Hz$ . . . . .	199
D.1.6. UART Protokoll der adaptiven Einstellung der hochspannungstauglichen negativen Kapazitätsschaltung . . . . .	201
D.2. Modellierung und Simulation der negativen Kapazität . . . . .	202
D.2.1. Einfluß der Aktorgröße auf die Dämpfungswirkung . . . . .	203
D.2.2. Einfluß der Aktorzahl auf die Dämpfungswirkung . . . . .	204
D.2.3. Validierung der simulierten Amplitudenreduktionen . . . . .	206
D.2.4. Vergleich mit vollflächiger Anordnung der piezoelektrischen Elemente . . . . .	212
D.2.5. Statistische Betrachtung des Anordnungseinflusses . . . . .	213

# Abbildungsverzeichnis

1.1. Aufbau und Ziele der Arbeit . . . . .	4
2.1. CLD gedämpftes Kreissägeblatt (aus [62]) . . . . .	7
2.2. Mechanisches Zweifreiheitsgradsystem . . . . .	8
2.3. 660 t schwere Tilgermasse im Taipei 101 (Foto von [6]) . . . . .	8
2.4. Vergrößerungsfunktion des Tilgers . . . . .	9
2.5. Üblicher Aufbau eines adaptronischen Systems . . . . .	10
2.6. Anwendungsgebiete der Adaptronik (aus [80]) . . . . .	11
2.7. Prinzipbild einer Steuerung . . . . .	11
2.8. Prinzipbild einer Regelung . . . . .	12
2.9. Bauformen von piezoelektrischen Flächenaktoren . . . . .	14
2.10. Direkter (links) und indirekter Piezoeffekt (rechts) (aus [27]) . . . . .	15
2.11. Elementarzelle von PZT: unpolarisiert (a), polarisiert (b) . . . . .	16
2.12. Domänenausrichtung: a) zufällig, b) mit externem elektrischen Feld (aus [80]) . . . . .	17
2.13. Gemessene Polarisationskurve von PZT . . . . .	17
2.14. Gemessene Dehnungskurve von PZT . . . . .	18
2.15. Sensoreffektersatzschaltbild von piezoelektrischen Elementen . . . . .	21
2.16. Funktionsprinzip der Dämpfung mit elektrischen Netzwerken . . . . .	22
2.17. Schaltprinzip $RL$ -Netzwerk . . . . .	23
2.18. Multimodale $RL$ -Netzwerke mit Bandsperre a) und Bandpass b) nach [10] . . . . .	24
2.19. Schaltprinzip adaptives $RL$ -Netzwerk . . . . .	25
2.20. Prinzip schaltendes Netzwerk . . . . .	25
2.21. Prinzip parallele negative Kapazität . . . . .	26
2.22. Verlauf der Impedanz an der Stromquelle im Ersatzschaltbild des piezoelektrischen Elementes . . . . .	28
2.23. Schalldämmmaß PVDF Sandwich (aus [21]) . . . . .	30
2.24. Stahlscheibe mit applizierten Piezokeramiken . . . . .	31
2.25. Gemittelte Strukturschnelle gedämpfte Kreisscheibe ohne Rotation . . . . .	31
2.26. Schalldruckspektrum gedämpfte Kreisscheibe in Rotation . . . . .	32
2.27. Beschleunigungsspektrum gedämpfte Kreisscheibe in Rotation . . . . .	32
2.28. Übersteuerung der OPV im Netzwerk . . . . .	33
3.1. Prinzipschaltbild des NAC (a) und NIC (b) . . . . .	38
3.2. Serielle (a) und parallele (b) negative Kapazität . . . . .	38
3.3. Gemessene Dehnungskennlinien für $\pm 15$ V, $\pm 45$ V und $-100/400$ V Betriebsspannung . . . . .	40
3.4. Detail der Dehnungskennlinien im schwarz markierten Bereich von Abbildung 3.3 . . . . .	41
3.5. MO-127 Gehäuse des Apex PA89 . . . . .	41
3.6. Spannungsversorgung des Netzwerks . . . . .	44
3.7. Standardausführung der seriellen negativen Kapazitätsschaltung . . . . .	45

3.8. Serielle negative Kapazitätsschaltung mit Endstufe und Spannungsteiler . . .	46
3.9. Serielle negative Kapazitätsschaltung mit Impedanzwandler vor $R_3$ und $R_4$ .	47
3.10. Prinzipschaltbild der Hochspannungsendstufe . . . . .	49
3.11. Prinzipschaltbild des Hochspannungs-Spannungsfolgers . . . . .	51
3.12. Prototyp der hochspannungstauglichen negativen Kapazitätsschaltung . . . .	52
3.13. Aluminiumbalken zum Vergleich der Schaltungstopologien . . . . .	53
3.14. Zeitsignale der Netzwerkausgangsspannung $U_{OPV}$ . . . . .	54
3.15. Maximal erreichbare Dämpfung mit serieller negativer Kapazität (aus [43] Fig. 5.9) mit $C' = -C_{neg}$ und $C_{static} = C_{PZT}$ . . . . .	56
3.16. Schaltplan der zur Stabilitätsabschätzung herangezogenen negativen Kapazi- tätsschaltung mit Ersatzschaltbild des piezoelektrischen Elementes . . . . .	58
3.17. Bode-Diagramm der frequenzabhängigen Leerlaufverstärkung des TL081 . .	60
3.18. Polstellen der seriellen negativen Kapazität mit realem OPV und piezoelek- trischem Element (Pol 2 hinter Pol 3 verdeckt) . . . . .	63
3.19. Realteile der Polstellen 2 und 3 mit realem OPV im Bereich um $R_{adj} = 100 \text{ k}\Omega$	64
3.20. Phasenverlauf von $U_{OPV}$ und $U_{PZT}$ bezogen auf $I_{PZT}$ in Abhängigkeit von $R_{adj}$	67
3.21. Phasenverlauf von $U_{OPV}$ bezogen auf $U_{PZT}$ in Abhängigkeit von $R_{adj}$ für $f = 1 \text{ kHz}$ . . . . .	68
3.22. Prinzip mit Doppelschichtpiezopatch zur Nutzung des Phasenkriteriums . .	68
3.23. Verlauf der Amplitude von $U_{OPV}$ bezogen auf $I_{PZT}$ in Abhängigkeit von $R_{adj}$ für $f = 1 \text{ kHz}$ . . . . .	69
3.24. Spannungsteiler zwischen $U_{OPV}$ und $U_-$ . . . . .	70
3.25. Spannungsverläufe bei Instabilität der negativen Kapazitätsschaltung . . .	71
3.26. Übersteuerung der negativen Kapazität infolge zu hoher mechanischer Schwin- gungsamplitude . . . . .	73
3.27. Konzept zur Umsetzung der adaptiven negativen Kapazitätsschaltung . . .	76
3.28. Instrumentierverstärker zur Messung von $U_{Diff}$ . . . . .	77
3.29. Spitzenwertgleichrichter mit Reset und Widerstand . . . . .	78
3.30. Vergleich verschiedener Einstellungen von $R_1$ und $C_1$ . . . . .	78
3.31. Digitales Potentiometer mit MAX4800 . . . . .	79
3.32. Prototyp der adaptiven negativen Kapazitätsschaltung . . . . .	80
3.33. Automatische Einstellung bei Instabilität mit 1 s Meßzeit bei Übersteuerung nach anfänglicher Fehlanpassung mit $R_{adj} = 131 \text{ k}\Omega$ . . . . .	82
3.34. Automatische Einstellung bei Instabilität mit 1 s Meßzeit nach Übersteuerung infolge zu hoher mechanischer Anregungsamplitude . . . . .	83
3.35. Zeitsignale der Spannungen im nicht adaptierten Zustand bei $R_{adj} = 123 \text{ k}\Omega$ , $f_{err} = 130,8 \text{ Hz}$ und $U_{err} = 100 \text{ V}$ . . . . .	84
3.36. Zeitsignale der Spannungen im adaptierten Zustand bei $R_{adj} = 61 \text{ k}\Omega$ , $f_{err} =$ $130,8 \text{ Hz}$ und $U_{err} = 100 \text{ V}$ . . . . .	84
3.37. Automatische Einstellung bei Instabilität mit 0,1 s Meßzeit nach anfänglicher Fehlanpassung mit $R_{adj} = 131 \text{ k}\Omega$ . . . . .	85
3.38. Automatische Einstellung mit 0,1 s Meßzeit bei Übersteuerung infolge zu hoher mechanischer Anregungsamplitude . . . . .	86
3.39. Übertragungsfunktion für verschiedene Einstellungen von $R_{adj}$ für eine Erre- gerspannung von $U_{err} = 4 \text{ V}$ an Aktor 2 . . . . .	87
3.40. $U_{OPV}$ für verschiedene Einstellungen von $R_{adj}$ . . . . .	88



3.41. Zwei Beispielspektren der Beschleunigung an der Balkenspitze mit geringem (blau, oben) und hohem (rot, unten) Gehalt an Oberschwingungen bei monofrequenter Erregung mit $f_{err} = 636$ Hz, gemessen bei $U_{err} = 4$ V bzw. $U_{err} = 80$ V . . . . .	89
3.42. Oberschwingungsabstand für verschiedene Erregerspannungen bei $f_{err} = 636$ Hz ohne negative Kapazitätsschaltung . . . . .	91
3.43. Oberschwingungsabstand von Erregerspannung und Beschleunigung bei $f_{err} = 636$ Hz und $U_{err} = 80$ V ohne negative Kapazitätsschaltung . . . . .	92
3.44. Oberschwingungsabstand von $U_{OPV}$ für verschiedene $R_{adj}$ bei $U_{err} = 80$ V und $f_{err} = 636$ Hz . . . . .	93
3.45. Oberschwingungsabstand der Beschleunigung für verschiedene $R_{adj}$ bei $U_{err} = 80$ V und $f_{err} = 636$ Hz . . . . .	94
3.46. Konzept der adaptiven, hochspannungsgeeigneten negativen Kapazitätsschaltung . . . . .	96
3.47. Prototyp der hochspannungstauglichen adaptiven negativen Kapazitätsschaltung . . . . .	97
3.48. Verläufe von $U_{OPV}$ und $U_{Diff}$ bei der adaptiven Einstellung im Fall der elektrischen Instabilität . . . . .	98
4.1. Aktorposition am Versuchsbalken aus [51] . . . . .	101
4.2. Systemmodell von Struktur mit Piezoelementen und elektrischer Impedanz . . . . .	107
4.3. Modale Zusatzsteifigkeit in Folge der negativen Kapazität in Abhängigkeit von Frequenz und Kapazitätsverhältnis . . . . .	110
4.4. Modale Zusatzdämpfung in Folge der negativen Kapazität in Abhängigkeit von Frequenz und Kapazitätsverhältnis . . . . .	110
4.5. Detailaufnahme des Verhaltens der Beschleunigung für verschiedene Einstellungen von $R_{adj}$ , d.h. des Kapazitätsverhältnisses $C_{neg}/C_{PZT}$ . . . . .	111
4.6. ANSYS-Simulation und Messung der Balkendynamik bei Erregung mit Aktor . . . . .	2113
4.7. Modale Simulation und Messung der Balkendynamik bei Erregung mit Aktor . . . . .	2114
4.8. Modale Simulation der Balkendynamik mit Aktor 1 mit offenen Elektroden bzw. mit negativem Kapazitätsnetzwerk . . . . .	115
4.9. Berechnete und gemessene Übertragungsfunktionen mit negativer Kapazität . . . . .	116
5.1. Abmessungen der Versuchsplatte (mm) . . . . .	121
5.2. Netz der Versuchsplatte aus Schalenelementen mit den Randbedingung der Befestigungspunkte . . . . .	122
5.3. Amplitudenverlauf der simulierten und gemessenen Strukturschnelle bezogen auf die Erregerkraft . . . . .	123
5.4. Ersatzschaltbild des piezoelektrischen Elementes mit angeschlossenem Kapazitätsmeßgerät . . . . .	124
5.5. Fehler der simulierten Dämpfung für verschiedene Kapazitätsverhältnisse bei $R_S = 100\Omega$ . . . . .	126
5.6. Terzbandspektren von simulierter und gemessener Schwingungsreduktion . . . . .	127
5.7. Reduktion der Schwingungsamplitude bei verschiedenen Größen piezoelektrischer Elemente mit insgesamt 10 Elementen . . . . .	128
5.8. Reduktion der Schalleistung bei verschiedenen Größen piezoelektrischer Elemente mit insgesamt 10 Elementen . . . . .	129
5.9. Reduktion der über den gesamten Frequenzbereich gemittelten Amplitude in Abhängigkeit des Flächenanteils . . . . .	129

5.10. Reduktion der Vibrationsamplitude bei verschiedenen Aktozzahlen für 13 % Flächenanteil . . . . .	130
5.11. Reduktion der Schalleistung bei verschiedenen Aktozzahlen für 13 % Flächen- anteil . . . . .	131
5.12. Reduktion der über den gesamten Frequenzbereich gemittelten Amplitude in Abhängigkeit der Aktozzahl . . . . .	132
5.13. Eigenvektor (links) und Steuerbarkeit (rechts) der $2 \times 2$ Mode der Platte bei 60,4 Hz . . . . .	135
5.14. Bestes Individuum für die Reduktion der Strukturschwingung einzig der $2 \times 2$ - Eigenmode der Platte mit hinterlegter Steuerbarkeit . . . . .	135
5.15. Überlagerung der zehn besten Individuen der genetischen Optimierung . . .	136
5.16. Spektrum der Schwingungsleistung des besten Individuums . . . . .	137
5.17. Vergleich von Schall- und Schwingungsleistung bei modaler Einheitskraftan- regung . . . . .	137
5.18. Vergleich von Schall- und Schwingungsleistung bei modaler Einheitskraftan- regung bis 150 Hz . . . . .	138
5.19. Eigenvektoren der fünften (links) und 13. (rechts) Mode der Platte bei 57,6 Hz bzw. 135,6 Hz . . . . .	139
5.20. Steuerbarkeiten der fünften und 13. Mode der Platte . . . . .	139
5.21. Bestes Individuum bei der Optimierung auf minimale Schalleistung . . . . .	140
5.22. Schalleistungsspektrum des besten Individuums bei minimaler Schalleistung .	140
5.23. Überlagerung der zehn besten Individuen der genetischen Optimierung für minimale Schalleistung . . . . .	141
5.24. Bestes Individuum bei der Optimierung auf minimale Schwingungsleistung, hinterlegt mit der Steuerbarkeit der fünften bzw. 13. Schwingungsmode . . .	142
5.25. Schwingungsleistungsspektrum des besten Individuums bei minimaler Schwin- gungsleistung . . . . .	142
5.26. Überlagerung der zehn besten Individuen der genetischen Optimierung für minimale Schalleistung . . . . .	143
5.27. Vergleich der Schalleistungsspektren für die auf minimale Schall- und Schwin- gungsleistung optimierten Platzierungen . . . . .	144
5.28. Vergleich der Schalleistungsspektren für die auf minimale Schall- und Schwin- gungsleistung optimierten Platzierungen . . . . .	145
5.29. Angepaßte Platzierungen für Schall- (links) und Schwingungsreduktion (rechts)	146
5.30. Terzbandspektren der Schalleistungsreduktion für die optimierten Platzierun- gen . . . . .	147
5.31. Terzbandspektren der Vibrationsleistungsreduktion für die optimierten Plat- zierungen . . . . .	147
5.32. Terzbandspektren der Schalleistungsreduktion für die optimierten Platzierun- gen mit zehn individuellen Netzwerken im Vergleich zur regelmäßigen Plat- zierung . . . . .	148
5.33. Terzbandspektren der Schwingungsleistungsreduktion für die optimierten Plat- zierungen mit zehn individuellen Netzwerken im Vergleich zur regelmäßigen Platzierung . . . . .	149
5.34. Platzierungen für minimale Schwingungsleistung (links) und minimale Schal- leistung (rechts) mit geteilten piezoelektrischen Elementen . . . . .	149
5.35. Terzbandspektren der Schalleistungsreduktion für die optimierten Platzierun- gen mit 10 und 20 individuellen Netzwerken . . . . .	150

5.36. Terzbandspektren der Vibrationsleistungsreduktion für die optimierten Platzierungen mit 10 und 20 individuellen Netzwerken . . . . .	150
5.37. Versuchsplatte mit für Schwingungsreduktion angepaßter Platzierung der piezoelektrischen Elemente . . . . .	152
5.38. Versuchsplatte mit für Schallreduktion angepaßter Platzierung der piezoelektrischen Elemente . . . . .	152
5.39. Europlatine ( $160 \times 100mm$ ) mit 20 negativen Kapazitätsnetzwerken . . . . .	153
5.40. Spektrum der Schalleistung an einer blanken Platte ermittelt mit Schallintensitätssonde und Elementarstrahleransatz jeweils bezogen auf die Erregerkraft	155
5.41. Terzbandspektren der simulierten und gemessenen Reduktion der Schwingungsleistung der auf minimale Schalleistung angepaßten Platzierung . . . . .	156
5.42. Terzbandspektren der simulierten und gemessenen Reduktion der Schalleistung der auf minimale Schalleistung angepaßten Platzierung . . . . .	156
5.43. Vergleich der gemessenen und simulierten modalen Dämpfungen für die auf minimale Schalleistung angepaßte Platzierung . . . . .	157
5.44. Terzbandspektren der gemessenen Reduktion der Schalleistung für die angepaßten Platzierungen mit zehn piezoelektrischen Elementen . . . . .	159
5.45. Terzbandspektren der gemessenen Reduktion der Schwingungsleistung für die angepaßten Platzierungen mit zehn piezoelektrischen Elementen . . . . .	159
5.46. Terzbandspektren der gemessenen Reduktion der Schwingungsleistung für die optimierten Platzierungen mit 10 und 20 individuellen Netzwerken . . . . .	160
5.47. Terzbandspektren der gemessenen Reduktion der Schwingungsleistung für die optimierten Platzierungen mit 10 und 20 individuellen Netzwerken . . . . .	161
5.48. Gemessene Terzbandspektren der Schalleistung der blanken Platte verglichen mit den mit piezoelektrischen Elementen bestückten Platten aus Abbildung 5.37 und 5.38 . . . . .	162
5.49. Gemessene Terzbandspektren der Schwingungsleistung der blanken Platte verglichen mit den mit piezoelektrischen Elementen bestückten Platten aus Abbildung 5.37 und 5.38 . . . . .	163
5.50. Terzbandspektren der gemessenen Reduktion der Schalleistung für die optimierten Platzierungen mit 10 und 20 individuellen Netzwerken im Vergleich zu CLD . . . . .	163
5.51. Terzbandspektren der gemessenen Reduktion der Schwingungsleistung für die optimierten Platzierungen mit 10 und 20 individuellen Netzwerken im Vergleich zu CLD . . . . .	164
5.52. Terzbandspektren der Reduktion der Schalleistung für CLD im Vergleich zu einer Simulation einer vollflächigen Abdeckung der Platte mit 300 piezoelektrischen Elementen . . . . .	165
5.53. Terzbandspektren der Reduktion der Schwingungsleistung für CLD im Vergleich zu einer Simulation einer vollflächigen Abdeckung der Platte mit 300 piezoelektrischen Elementen . . . . .	165
5.54. Mittelwert und Standardabweichung der Schalleistungsreduktion bei 10000 zufälligen Platzierungen . . . . .	170
5.55. Mittelwert und Standardabweichung der Schwingungsleistungsreduktion bei 10000 zufälligen Platzierungen . . . . .	171
7.1. Systemkonzept mit mehreren individuellen Netzwerken und gemeinsamer Steuereinheit . . . . .	177

B.1. Spannungsversorgung des Netzwerks . . . . .	186
B.2. Prinzipschaltbild der Hochspannungsversorgung . . . . .	187
B.3. Foto der fertigen Hochspannungsversorgungseinheit . . . . .	188
B.4. Schaltplan der Hochspannungs-Gegentaktendstufe . . . . .	189
B.5. Schaltplan des Hochspannungs-Spannungsfolgers . . . . .	190
C.6. Foto des eingespannten Balkens mit fünf piezoelektrischen Elementen . . . . .	191
C.7. Foto des Versuchsstandes mit montierter Platte und Laservibrometer im Freifeldraum . . . . .	192
D.8. Gemessene Beschleunigung der Balkenspitze für verschiedene Einstellungen von $R_{adj}$ . . . . .	193
D.9. $U_{OPV}$ für verschiedene Einstellungen von $R_{adj}$ . . . . .	194
D.10. OSA von $U_{OPV}$ $R_{adj}$ manuell/auto bei $U_{err} = 4\text{ V}$ . . . . .	198
D.11. OSA von $U_{OPV}$ $R_{adj}$ manuell/auto bei $U_{err} = 20\text{ V}$ . . . . .	198
D.12. OSA von $U_{OPV}$ $R_{adj}$ manuell/auto bei $U_{err} = 40\text{ V}$ . . . . .	198
D.13. OSA von $U_{OPV}$ $R_{adj}$ manuell/auto bei $U_{err} = 80\text{ V}$ . . . . .	199
D.14. OSA Beschleunigung $R_{adj}$ manuell/auto bei $U_{err} = 4\text{ V}$ . . . . .	199
D.15. OSA Beschleunigung $R_{adj}$ manuell/auto bei $U_{err} = 20\text{ V}$ . . . . .	199
D.16. OSA Beschleunigung $R_{adj}$ manuell/auto bei $U_{err} = 40\text{ V}$ . . . . .	200
D.17. OSA Beschleunigung $R_{adj}$ manuell/auto bei $U_{err} = 80\text{ V}$ . . . . .	200
D.18. Berechnete und gemessene Beschleunigung der Balkenspitze mit und ohne negative Kapazität . . . . .	202
D.19. Simulierte Platzierungen für Flächenabhängigkeit: 15x25mm (links), 30x50mm (rechts) . . . . .	203
D.20. Simulierte Platzierungen für Flächenabhängigkeit: 50x60mm (links), 60x100mm (rechts) . . . . .	203
D.21. Simulierte Platzierungen für Flächenabhängigkeit: 160x120mm (links), 160x200mm (rechts) . . . . .	203
D.22. Simulierte Platzierungen für Flächenabhängigkeit: 160x300mm . . . . .	204
D.23. Simulierte Platzierungen für Anzahlabhängigkeit: 10 Aktoren (links), 20 Aktoren (rechts) . . . . .	204
D.24. Simulierte Platzierungen für Anzahlabhängigkeit: 30 Aktoren (links), 60 Aktoren (rechts) . . . . .	204
D.25. Simulierte Platzierungen für Anzahlabhängigkeit: 120 Aktoren (links), 90 Aktoren (rechts) . . . . .	205
D.26. MAC-Matrix für die Zuordnung der experimentell ermittelten Moden für die Platte ohne negative Kapazität zu den simulierten Moden für die Optimierung auf minimale Schalleistung . . . . .	206
D.27. MAC-Matrix für die Zuordnung der experimentell ermittelten Moden für die Platte mit und ohne negative Kapazität für die Optimierung auf minimale Schalleistung . . . . .	207
D.28. Terzbandspektren der simulierten und gemessenen Reduktion der Schwingungsleistung der für minimale Schwingungsleistung optimierten Platzierung . . . . .	208
D.29. Terzbandspektren der simulierten und gemessenen Reduktion der Schalleistung der für minimale Schwingungsleistung optimierten Platzierung . . . . .	208
D.30. Vergleich der gemessenen und simulierten modalen Dämpfungen für die auf minimale Schwingungsleistung optimierte Platzierung . . . . .	209

D.31.MAC-Matrix für die Zuordnung der experimentell ermittelten Moden für die Platte ohne negative Kapazität zu den simulierten Moden für die Optimierung auf minimale Schwingungsleistung . . . . .	210
D.32.MAC-Matrix für die Zuordnung der experimentell ermittelten Moden für die Platte mit und ohne negative Kapazität für die Optimierung auf minimale Schwingungsleistung . . . . .	211
D.33.Vollflächige Anordnung von 300 $40 \times 40 \text{ mm}$ großen piezoelektrischen Elementen auf der Platte . . . . .	212
D.34.Überlagerung von 10000 zufälligen Anordnungen von jeweils zehn $100 \times 60 \text{ mm}$ großen piezoelektrischen Elementen auf der Platte . . . . .	213
D.35.Mittelwert, Minimum und Maximum der Schalleistungsreduktion bei 10000 zufälligen Platzierungen . . . . .	213
D.36.Mittelwert, Minimum und Maximum der Schwingungsleistungsreduktion bei 10000 zufälligen Platzierungen . . . . .	214



# Tabellenverzeichnis

3.1. Aussteuerung der Piezoaktoren mit verschiedenen Operationsverstärkern . .	40
3.3. Merkmale des DuraAct P-876.A12 Flächenwandlers (siehe [53] bzw. [54]) . .	42
3.5. Anforderungen für die adaptive hochspannungstaugliche negative Kapazität .	43
3.7. Meßdaten negativer Kapazitäten am Balken mit unterschiedlichen Konfigu- rationen . . . . .	55
3.9. Beispielhafte Bauteilwerte zur Stabilitätsbetrachtung der negativen Kapazität	62
3.11. Maximalwerte für $R_{adj}$ bei unterschiedlichen Erregerspannungen ohne Über- steuern . . . . .	92





# Nomenklatur

Für die Notation mathematischer Zusammenhänge gelten die folgend genannten grundsätzlichen Vereinbarungen:

- Matrizen werden durch fette Schrift und Großschreibung gekennzeichnet
- Vektoren werden durch fette Schrift und Kleinschreibung gekennzeichnet
- $N_{ij}$  entspricht dem Matricelement der  $i$ -ten Zeile und  $j$ -ten Spalte der Matrix  $\mathbf{N}$
- Skalare werden in kursiver Schrift gekennzeichnet.
- Formelzeichen in Gleichungen im Frequenzbereich können komplexe Werte annehmen. Auf eine gesonderte Kennzeichnung komplexer Werte durch Unterstreichung wird verzichtet.

In der unten stehenden Tabelle sind die hier verwendeten Symbole und Formelzeichen, eine Beschreibung sowie die dazugehörige physikalische Einheit aufgelistet.

## Lateinische Formelzeichen und Symbole

Symbol	Beschreibung	Einheit
$A$	Flächeninhalt allgemein	$\text{m}^2$
$A_{PZT}$	Fläche des piezoelektrischen Elementes	$\text{m}^2$
$a_V$	Frequenzabhängige Geradeausverstärkung eines Differenzverstärkers	—
$a_{V0}$	Leerlaufverstärkung eines Differenzverstärkers bei $f = 0\text{Hz}$	—
$C$	Kapazität allgemein	F
$C_{neg}$	Negative Kapazität im systemdynamischen Modell	F
$C_{PZT}$	Intrinsische Kapazität des Piezoelementes	F
$\mathbf{D}$	Dämpfungsmatrix	$\frac{\text{Ns}}{\text{m}}$
$D$	Dielektrische Verschiebung	$\frac{\text{As}}{\text{m}^2}$
$\mathbf{d}$	Modale Dämpfungsmatrix	Nms
$d_{31}$	Piezoelektrische Koppelkonstante für den Quereffekt	$\frac{\text{mm}}{\text{V}}$
$d_{PZT}$	Elektrodenabstand des piezoelektrischen Elementes	m
$E$	Elektrische Feldstärke	$\frac{\text{V}}{\text{m}}$
$\mathbf{F}$	Kraftvektor	N
$F_{err}$	Erregerkraft der Platte	N
$\mathbf{f}$	Modaler Kraftvektor	—
$f$	Frequenz	Hz
$\mathbf{f}_p$	Modaler piezoelektrischer Koppelvektor	$\frac{\text{Nm}}{\text{V}}$

Symbol	Beschreibung	Einheit
$G$	Komplexe frequenzabhängige Übertragungsfunktion	verschieden
$HD$	Harmonic Distortion (Quotient zwischen Amplitude von Ober- und Grundschwingung)	–
$I$	Elektrische Stromstärke allgemein	A
$I_{PZT}$	Durch direkten Piezoeffekt generierter Strom am piezoelektrischen Element	A
$j$	Imaginäre Einheit $j^2 = -1$	–
$\mathbf{K}$	Steifigkeitssmatrix	$\frac{\text{N}}{\text{m}}$
$\mathbf{k}$	Modale Steifigkeitssmatrix	Nm
$k$	Klirrfaktor	%
$k_+$	Mitkopplungsgrad am OPV ( $k_+ = \frac{U_{+-}}{U_{OPV}}$ )	–
$L$	Induktivität allgemein	H
$L_p$	Schalldruckpegel	dB 20 $\mu\text{Pa}$
$L_{Vib}$	Vibrationsleistungspegel (Pegel der mittleren quadrierten Strukturschnelle)	dB 1 m/s
$L_w$	Schalleistungspegel	dB $10^{-12}$ W
$\mathbf{M}$	Massenmatrix	kg
$\mathbf{m}$	Modale Massenmatrix	kg m <sup>2</sup>
$m$	Anzahl der Moden im modalen Strukturmodell	–
$n$	Anzahl der piezoelektrischen Elemente auf der Struktur	–
$OSA$	Oberschwingungsabstand (Maß für die Pegeldifferenz zwischen Ober- und Grundschwingung)	dB
$P_{ak}$	Schalleistung	W
$P_{ak0}$	Bezugswert der Schalleistung für Schalleistungspegel ( $10^{-12}$ W)	W
$Q$	Elektrische Ladung allgemein	As
$Q_{CPZT}$	Ladung der intrinsischen Kapazität piezoelektrischer Elemente	As
$Q_{ext}$	Externe Ladung des piezoelektrischen Elementes an den Elektroden	As
$\mathbf{q}$	Vektor der modalen Auslenkungen	–
$R$	Ohmscher Widerstand allgemein	$\Omega$
$R_{adj}$	Zur Anpassung der negativen Kapazität genutzter ohmscher Widerstand	$\Omega$
$R_{adjkrit}$	Wert für $R_{adj}$ , ab dem die negative Kapazität elektrisch instabil wird	$\Omega$
$R_{DC}$	Parallelwiderstand zur Gleichspannungskopplung in der seriellen negativen Kapazität	$\Omega$
$R_f$	Festgelegter Referenzwiderstand für die Einstellung der negativen Kapazität	$\Omega$
$\mathbf{R}_{mo}$	modale Schallresistanzmatrix	kg m <sup>2</sup> /s

Symbol	Beschreibung	Einheit
$R_S$	Reihenwiderstand der seriellen negativen Kapazität	$\Omega$
$s$	Laplace-Operator $s = j\omega$	$\frac{1}{s}$
$T_{OPV}$	Zeitkonstante der Verzögerungsglieder in einem OPV	s
$THD$	Total Harmonic Distortion	—
$U$	Elektrische Spannung	V
$U_+$	Elektrische Spannung am nichtinvertierenden Eingang eines OPV	V
$U_-$	Elektrische Spannung am invertierenden Eingang eines OPV	V
$U_{Diff}$	Differenzspannung an den Eingängen eines OPV	V
$U_{OPV}$	Ausgangsspannung des Operationsverstärkers (des NIC in der negativen Kapazitätsschaltung)	V
$U_{PZT}$	Elektrische Spannung an den Elektroden des piezoelektrischen Elements	V
$\mathbf{v}$	Vektor der Oberflächenschnellen der Platte	$\frac{m}{s}$
$\mathbf{x}$	Vektor der mechanischen Auslenkungen	m
$X_C$	Reaktanz (elektrischer Blindwiderstand) einer Kapazität	$\frac{V}{A}$
$X_L$	Reaktanz (elektrischer Blindwiderstand) einer Induktivität	$\frac{V}{A}$
$Z$	Elektrische Impedanz	$\frac{V}{A}$

## Griechische Formelzeichen und Symbole

Symbol	Beschreibung	Einheit
$\Phi$	Modalmatrix	$m$
$\phi$	Eigenvektor	$m$
$\sigma$	Abklingkoeffizient bzw. Realteil einer komplexen Polstelle	$\frac{1}{s}$
$\tau_{RS}$	Zeitkonstante des aus $R_S$ und $C_{PZT}$ gebildeten Tiefpasses im systemdynamischen Modell	s
$\xi$	modale Dämpfung	—
$\xi_{negC}$	zusätzliche modale Dämpfung durch die negative Kapazität	—
$\omega_i$	(Eigen)kreisfrequenz	Hz

## Indizes

Index	Beschreibung
$p - p$	Differenz der positiven und negativen Spitzenwerte (Peak to Peak)
$PZT$	Bezogen auf das piezoelektrische Element

# Abkürzungsverzeichnis

Folgende Abkürzungen werden im Dokument verwendet:

ADC	Analog-Digital Converter
ANC	Active Noise Control
ASAC	Active Structural Acoustic Control
AVC	Active Vibration Control
CLD	Constraint Layer Damping
DLR	Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt
FEM	Finite Elemente Methode
FET	Field Effect Transistor
FFT	Fast Fourier Transform
FRF	Frequency Response Function
GND	Massepotential (engl. Ground)
HV	High Voltage
HVF	High Voltage Follower
JFET	Junction FET
LED	Light Emitting Diode
LSV	Laser Scanning Vibrometer
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor
NAC	Negative Admittance Converter
neg C	negative Kapazität
NIC	Negative Impedance Converter
OPV	Operationsverstärker
PVDF	Polyvinylidenfluorid (piezoelektrischer Polymerwerkstoff)
PZT	Blei-Zirkonium-Titanat (Piezoelektrische Keramik)
RISC	Reduced Instruction Set Computer
SGND	Bezugspotential für die Signale in der negativen Kapazitätsschaltung (engl. Signal Ground)
SMD	Surface Mount Devices
SP	Sound Power
UART	Universal Asynchronous Receiver Transmitter
Vib	Vibration

Daneben werden noch die folgend genannten Bezeichnungen für kommerzielle Produkte verwendet. Diese sind jeweils Handelsmarken der genannten Firmen.

ANSYS	Finite-Element-Berechnungsprogramm mit Multiphysikmodellen für strukturelle und elektromagnetische Berechnungen, © ANSYS, Inc.
DuraAct	Bauform von piezoelektrischen Flächenwandlern mit eingebetteten Keramiken in Duroplastmatrix, Hersteller PI Ceramic GmbH, Lindenstrasse, 07589 Lederhose
MATLAB®	Matrixbasiertes Berechnungsprogramm mit vielfältigen Visualisierungsmöglichkeiten, © The Mathworks, Inc.

# 1. Einleitung

## 1.1. Motivation

Angesichts knapper werdender Ressourcen an Rohstoffen und Energieträgern kommt der Einsparung derselben eine steigende Bedeutung zu. Gerade im Verkehrssektor und hier vor allem in der Luftfahrt stellen Leichtbaustrukturen eine effiziente Möglichkeit dar, Strukturgewicht und damit Treibstoff einzusparen. Jede Masse, die nicht beschleunigt, angehoben oder abgebremst werden muß, bietet Potential zur Energieeinsparung.

Gemein ist diesen Anwendungen, egal ob es sich dabei um Kraftfahrzeuge, Eisenbahn oder Flugzeuge handelt, das Vorhandensein von schalenartigen Außenstrukturen. Beispiele dafür finden sich in den Außenhäuten von Flugzeugrümpfen oder der Karosserie von Automobilen, bei denen sowohl neue Bauweisen, als auch neue Materialien erforscht, erprobt und bisweilen auch eingesetzt werden. Dies umfaßt zum einen faserverstärkte Kunststoffe, deren im Vergleich zu klassischen Metallegierungen hohen massespezifischen Steifigkeiten und Festigkeiten Potential zur Masseeinsparung bieten. Daneben finden ebenfalls bei Metallen weitere Entwicklungen statt, z.B. sogenannte „tailored blanks“. Dabei handelt es sich um für den Lastfall maßgeschneiderte Strukturen mit neuen Fertigungsverfahren, siehe [66] bzw. [68].

Erkauft wird der Massenvorteil jedoch mit einer spürbaren Veränderung der strukturdynamischen Eigenschaften. Leichtbau an Schalenstrukturen zielt in den meisten Fällen auf die Beibehaltung der Steifigkeitseigenschaften bei verringerter Masse und somit Bauteildicke. Dies hat zur Folge, daß einerseits die Schwingungsneigung der dünneren Schalen steigt, zum anderen verringern sich die Koinzidenzfrequenzen, siehe [31] S. 130ff. Für die Schallabstrahlung hat das den Nachteil, daß die effiziente Schallabstrahlung ins Fernfeld bereits bei geringeren Frequenzen stattfindet und so das akustische Verhalten verschlechtert wird.

Ein weiterer Grund für die nachteiligen akustischen Eigenschaften von zukünftigen Leichtbaustrukturen ist in den neuen Bauweisen zu sehen. Bisherige Flugzeugkonstruktionen z.B. setzen auf differentielle Bauweise, d.h. vernietete Spanten, Stringer und Hautfelder. Darin sind Gleitebenen vorhanden, die aus Korrosionsschutzgründen zusätzlich mit Elastomeren versiegelt sind. Dadurch weisen derartige Strukturen eine hohe strukturelle Dämpfung auf. Aus Gründen der Fertigungseffizienz und Masseeinsparung werden zunehmend integral gebaute Strukturen eingesetzt, so daß dieser Dämpfungsmechanismus nicht vorhanden ist und dadurch hohe Schwingungsamplituden die Folge sein können.

Zur Verbesserung der akustischen und strukturdynamischen Eigenschaften von Schalenstrukturen bedarf es der gesonderten Behandlung dieser Thematik. Daher sind Maßnahmen zur Verringerung von Schallabstrahlung und Schwingungsamplitude der angesprochenen Strukturen im Fokus der Forschung. Der Anspruch besteht darin, eine große Reduktion der beiden genannten Größen mit einem möglichst geringen Zusatzaufwand zu verbinden.

## 1.2. Konzepte zur Schall- und Schwingungsreduktion

Die in den meisten Fällen naheliegende Möglichkeit bietet sich in der Verwendung von passiven Dämpfungsmaßnahmen. Gerade im Automobilbau findet dies großen Einsatz, um Schwingungen und damit verbundenen Lärm in der Fahrerkabine zu mindern. Genutzt werden hierfür z.B. Dämpfungsmatten oder Schwingungstilger [8]. Robustheit und einfache Applikation sind signifikante Vorteile dieser Maßnahmen, jedoch erfordern sie eine vergleichsweise hohe zusätzliche Masse, insbesondere bei der Dämpfung geringer Frequenzen. Diese ist im Automobilbau bis zu einem gewissen Grad vertretbar. In der Luftfahrt, wo jedes eingesparte Gramm mehr Reichweite oder Zuladung für den Betreiber des Flugzeugs verspricht, erscheint dies jedoch nicht praktikabel.

Auf der anderen Seite werden deswegen seit Jahren aktive Verfahren zur Schall- und Schwingungsreduktion, z.b. Active Vibration Control (AVC) und Active Structural Acoustic Control (ASAC) erforscht. Hier werden mittels Sensoren, Aktoren und Datenverarbeitungssystemen Schwingungen bzw. der Schalleintrag in die Kabine minimiert. Der Vorteil der Verfahren besteht in der großen potentiellen Leistungsfähigkeit, ein Nachteil ergibt sich jedoch aus dem hohen Aufwand für Hardware und Systemidentifikation.

Zwischen den in vielen Eigenschaften gegensätzlichen aktiven und passiven Maßnahmen zur Schall- und Schwingungsreduktion wird noch eine weitere - in der einschlägigen Fachliteratur als „piezoelectric shunt damping“ [29] bezeichnete - Variante erforscht. Genutzt werden dafür piezoelektrische Elemente, die mit externen elektrischen Schaltungen, sogenannten Netzwerken, verbunden werden. Bei geeigneter Abstimmung des externen elektrischen Netzwerks ist es möglich, mechanische Schwingungsenergie in elektrische Energie zu überführen und diese anschließend in Wärme zu dissipieren. Der Entzug mechanischer Schwingungsenergie führt somit zur Dämpfung der Strukturschwingung.

Wie in Kapitel 2.4 noch genauer dargelegt, sind aus der Literatur unterschiedliche Varianten der elektrischen Netzwerke bekannt, die sich in Aufbau und Wirkung unterscheiden [57]. Dabei sind auch aktive elektrische Netzwerke inbegriffen, aktiv deshalb, weil in ihnen Halbleiter verwendet werden, die eine zusätzliche externe elektrische Energieversorgung benötigen. Von besonderem Interesse ist dabei ein „negative Kapazität“ genanntes Netzwerk, das eine breitbandige und wirkungsvolle Dämpfung struktureller Schwingungen bewirkt [9].

In der Literatur beschränken sich die Untersuchungen solcher Netzwerke jedoch nur auf Laborversuche, die mit geringen strukturellen Amplituden und elektrischen Spannungen durchgeführt wurden, so z.B. in [9] oder [43]. Zusätzlich erfolgte die Einstellung des die Dämpfungswirkung maßgeblich beeinflussenden Betriebspunktes rein manuell. In der Praxis sind jedoch große Schwingungsamplituden zu erwarten, bei der die meist auf Standard-Operationsverstärkern basierenden Anordnungen in die Übersteuerung geraten oder zerstört werden. Zudem kann ein fehlerhafter Arbeitspunkt der negativen Kapazitätsschaltung zur elektrischen Instabilität des Netzwerks führen und damit zum Verlust der Dämpfungseigenschaften.

Einen weiteren Aspekt bildet die Anzahl und Anordnung der piezoelektrischen Elemente auf der zu dämpfenden Struktur. Auch hierzu gibt es in der Literatur wenig Informationen zum Einfluß dieser beiden Parameter auf die Schall- und Schwingungsreduktion mittels piezoelektrischer Elemente und negativer Kapazitäten. Intuitiv ist jedoch davon auszugehen, daß die Anzahl, Anordnung und elektrische Verschaltung der Elemente die Leistungsfähigkeit des Gesamtsystems beeinflusst.



## 1.3. Überblick und Ziele der Arbeit

In Kapitel 1.2 wurde bereits auf die negative Kapazität als externes elektrisches Netzwerk zur Beschaltung piezoelektrischer Elemente eingegangen. Grundsätzlich erscheint deren Nutzung aufgrund der in der Literatur bescheinigten hohen Dämpfung und breitbandigen Wirkung zur positiven Beeinflussung der akustischen und strukturdynamischen Eigenschaften von Schalenstrukturen erfolversprechend. Breitbandig heißt in dem Fall, daß die Dämpfung prinzipiell in einem großen, kontinuierlichen Frequenzbereich wirksam ist und nicht nur für eine oder wenige diskrete Frequenzen.

Wegen unzureichender elektrischer Ausgangsspannung des Netzwerks, mangelnder Robustheit gegenüber falschen Einstellungen des Arbeitspunktes und fehlenden Erfahrungen bei der Bedämpfung von Schalenstrukturen mit mehreren, mit individuellen negativen Kapazitätsnetzwerken beschalteten piezoelektrischen Elementen ist davon auszugehen, daß eine Eignung des genannten Verfahrens zur Schall- und Schwingungsreduktion unter realistischen Bedingungen, speziell breitbandiger Anregung mit unterschiedlichen Amplituden, derzeit jedoch nicht gegeben ist.

**Es wird daher die These aufgestellt, daß eine Schwingungs- und Schallreduktion flächiger Strukturen auch bei hohen Schwingungsamplituden mit piezoelektrischen Elementen und daran angeschlossenen robusten, spannungsangepaßten adaptiven elektrischen Netzwerken auf der Basis negativer Kapazitäten breitbandig möglich ist.**

Zur Umsetzung der Forderungen aus der zentralen These bedarf es folgender Maßnahmen, die sich aus den bereits im letzten Kapitel genannten Unzulänglichkeiten ableiten:

1. **Die Erweiterung des elektrischen Betriebs- und Arbeitsspannungsbereiches der negativen Kapazität erlaubt eine vollständige, mindestens jedoch ausreichende Ausnutzung des Betriebsbereiches piezoelektrischer Elemente auch bei hohen Schwingungsamplituden.**
2. **Die adaptive, d.h. selbsttätige Einstellung des Arbeitspunktes während des Betriebes stellt die Robustheit gegen zu geringe oder zu hohe Aussteuerung bzw. die elektrische Instabilität der negativen Kapazität sicher.**
3. **Die Anzahl, Fläche und Anordnung der piezoelektrischen Elemente auf der Struktur üben einen großen Einfluß auf die Dämpfungseigenschaften aus. Es ist daher erforderlich, die Systemwirksamkeit dieser Parameter zu betrachten und selbige an die dynamischen Struktureigenschaften, das Anregungsspektrum und die Zielfunktion der Schall- oder Schwingungsreduktion anzupassen.**

Die Aufteilung der genannten Themen und Maßnahmen sind in Abbildung 1.1 schematisch dargestellt. Sie spiegeln sich in den blau hinterlegten Hauptzielen in der Abbildung wider. Verschiedene Hintergrundfarben stellen dabei in den darauffolgenden Stufen die Abfolge vom Konzept über den Entwurf bzw. die Simulation bis zum Prototypen und dem experimentellen Nachweis der Funktionsfähigkeit dar.

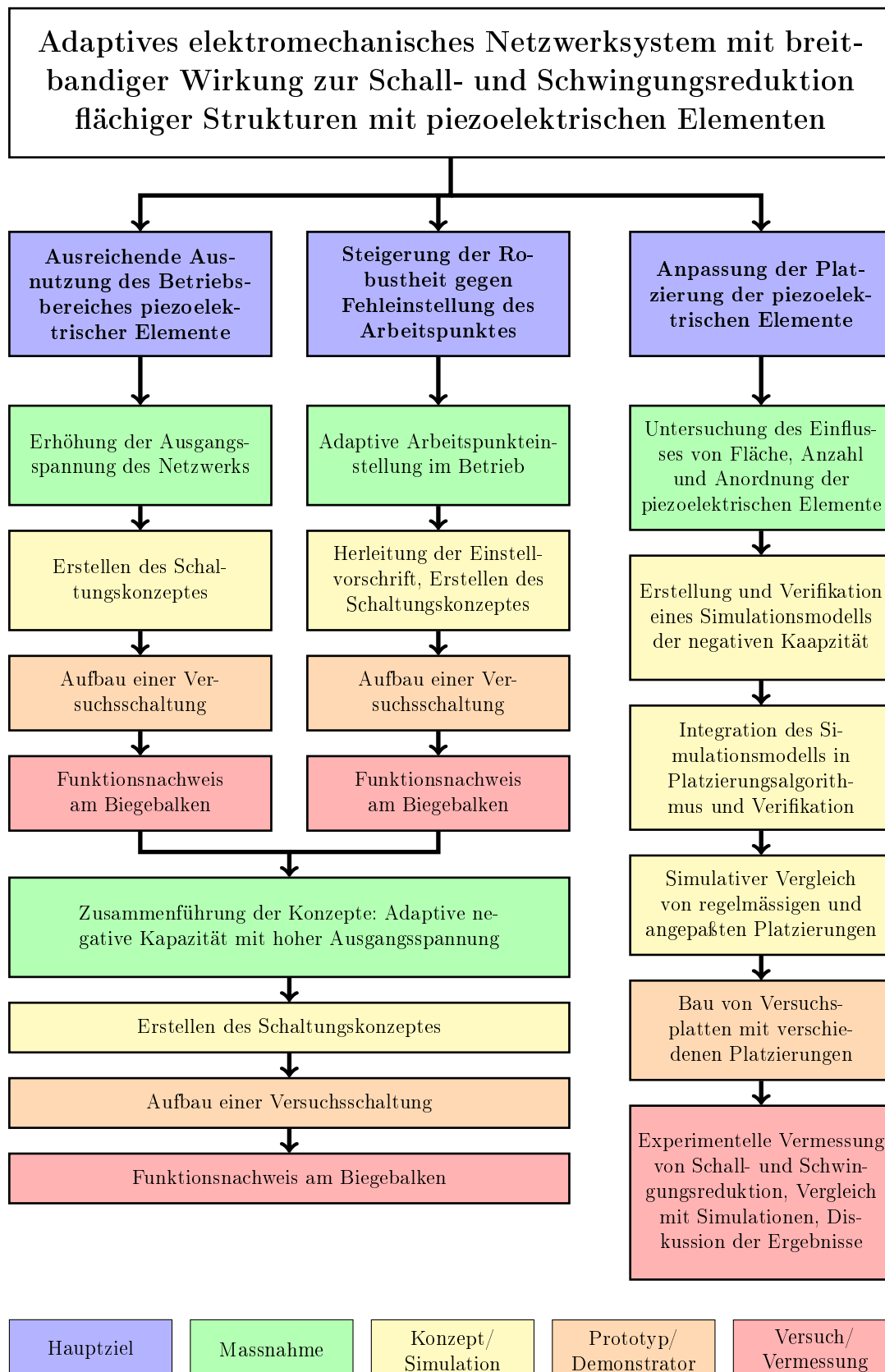


Abbildung 1.1.: Aufbau und Ziele der Arbeit

Inhaltlich untergliedern sich die Thesen und vorgenannten Maßnahmen in zwei zentrale Themenbereiche. Ein Themenbereich betrifft das Netzwerk „negative Kapazität“ selbst in seinen Eigenschaften. Dieses Themengebiet läßt sich noch einmal in zwei Hauptziele aufteilen. Erstes Ziel ist die vollständige Ausnutzung des Betriebsbereiches der piezoelektrischen Elemente. Dazu erfolgt die Verbesserung der Leistungsfähigkeit der elektronischen Hardware der negativen Kapazität durch die Erhöhung der Ausgangsspannungsamplitude unter besonderer Beachtung der Spezifika des piezoelektrischen Wandlers. Das zweite Hauptziel bildet die Erhöhung der Robustheit der negativen Kapazität durch eine adaptive Arbeitspunkteinstellung im Betrieb. Zu diesem Zweck wird das systemdynamische Verhalten der negativen Kapazität analysiert, um auf dieser Basis Einstellzielfunktionen herzuleiten, die genutzt werden, Übersteuerung, zu geringe Aussteuerung und elektrische Instabilität zu vermeiden.

Beide Hauptziele werden zunächst separat behandelt und dafür Schaltungskonzepte entworfen. Den Abschluß bildet jeweils der Bau eines Prototypen, dessen Zielerfüllung experimentell nachgewiesen wird. Als Teststruktur kommt hierfür ein einseitig eingespannter Balken zum Einsatz. Anschließend werden beide Aspekte - hohe Ausgangsspannung und adaptive Arbeitspunkteinstellung - zusammengeführt, so daß eine hochspannungstaugliche adaptive negative Kapazitätsschaltung entsteht. Diese wird ebenfalls zur Prototypenreife entwickelt und getestet.

Der zweite zentrale Themenbereich rechts in Abbildung 1.1 widmet sich der Platzierung der mit negativen Kapazitätsnetzwerken beschalteten piezoelektrischen Elemente auf der Struktur, d. h. in welcher Weise sich deren Anzahl, Fläche und Anordnung auf die Dämpfung auswirken. Dafür wird ein Simulationsmodell entworfen, das die Bewertung eines Gesamtsystems mehrerer piezoelektrischer Elemente und daran angeschlossener Netzwerke hinsichtlich der Schall- und Schwingungsreduktion ermöglicht. Darüber hinaus kann dieses Simulationsmodell in einen Platzierungsalgorithmus eingebunden werden, um angepasste Anordnungen der piezoelektrischen Elemente im Sinne minimaler Schalleistung oder Schwingungsamplitude zu erstellen. Zur Verifikation werden zunächst sowohl das Simulationsmodell experimentell an einem eingespannten Balken, als auch der Platzierungsalgorithmus an einem prägnanten Beispiel auf ihre korrekte Funktion überprüft.

Auf Basis dieses Simulationsmodells werden im Anschluß Abhängigkeiten der Dämpfungseigenschaften von der Fläche der piezoelektrischen Elemente sowie deren Anzahl für regelmäßige Anordnungen auf einer Plattenstruktur ermittelt. In einem weiteren Schritt werden auf minimale Schalleistung oder Schwingungsamplitude angepasste Anordnungen mit dem Platzierungsalgorithmus entworfen und mit den regelmäßigen Anordnungen verglichen. Den Abschluß bildet die experimentelle Vermessung der angepassten Anordnungen der piezoelektrischen Elemente zur Verifikation der simulativen Ergebnisse.

Ziel der Untersuchungen ist, einerseits mit der verbesserten negativen Kapazität und zweitens durch die Kenntnis der wesentlichen Einflußfaktoren auf die Dämpfungswirkung hinsichtlich der Platzierung, d. h. Anzahl, Fläche und Anordnung der piezoelektrischen Elemente, eine gegenüber dem Stand der Technik weiterentwickelte und leistungsfähigere Methode zur Verbesserung der akustischen und strukturdynamischen Eigenschaften von Schalenstrukturen bereitzustellen.

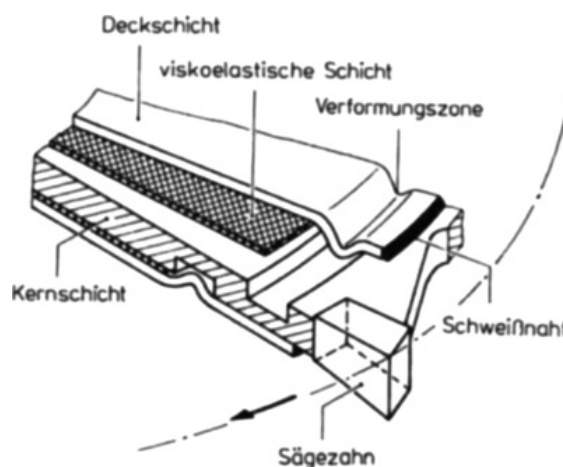


## 2. Stand von Wissenschaft und Technik

### 2.1. Passive Schwingungs- und Schallreduktion

#### 2.1.1. Strukturelle Maßnahmen

Unter passiver Vibrationsunterdrückung werden Anpassungen an den Parametern der mechanischen Struktur verstanden. Änderungen an Massen- und Steifigkeitsmatrix lassen sich hier in gewissem Rahmen nutzen, um einerseits Eigenfrequenzen der Struktur aus dem Anregungsspektrum zu verschieben. Andererseits ist es dadurch möglich, die Geometrie von Schwingungsmoden derart zu verändern, daß die Schallabstrahlung minimiert wird. Dies wird z.B. bei Kreissägeblättern mit Lasereinschnitten praktiziert, siehe dazu z.B. [32] Bild 3 und 4. Änderungen an der Steifigkeits- und Massenverteilung der Struktur sind jedoch nicht immer möglich und nur bei monofrequenter bis maximal multitonaler Anregung sinnvoll.



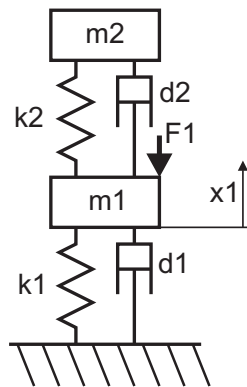
**Abbildung 2.1.:** CLD gedämpftes Kreissägeblatt (aus [62])

Eine Variante mit größerer nutzbarer Frequenzbreite ist die Erhöhung der Dämpfung, wodurch eine Dissipation von Schwingungsenergie erreicht wird. Für Plattenstrukturen lassen sich z.B. Gummischwermatten nutzen, die die Dämpfung erhöhen. Andere Konzepte sehen konstruktive Änderungen vor, z.B. durch Hinzufügen von Gleitebenen, bei denen die dadurch vermehrte Reibung das System dämpft. Ein modernerer, Constraint Layer Damping (CLD) genannter Ansatz, besteht in Sandwichtaufbauten, die steife Schichten um eine dämpfende viskoelastische Schicht anordnen. Dieses Konzept wird beispielsweise bereits in Kreissägeblättern, wie in Abbildung 2.1 dargestellt angewendet. Damit wird die Schwingungsamplitude und damit auch die Schallabstrahlung signifikant reduziert [62]. Vorteile des

Konzeptes sind die einfache Umsetzbarkeit und die Passivität, d.h. es wird keine Energieversorgung benötigt. Nachteilig sind die Zusatzmassen durch den Dämpfungsverbund sowie die Temperaturabhängigkeit von Dämpfung und Steifigkeit der viskoelastischen Schichten.

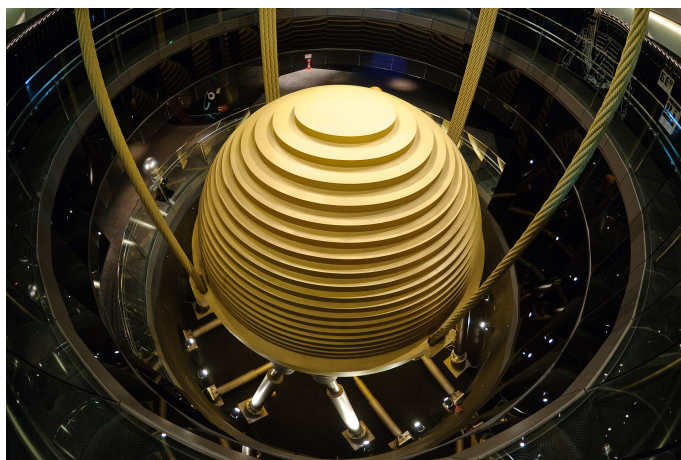
### 2.1.2. Mechanische Tilgersysteme

Ein weiteres passives Konzept stellen mechanische Tilgersysteme dar. Im einfachsten Fall weisen diese die Charakteristik eines Zweifreiheitsgradsystems auf, wie in Abbildung 2.2 dargestellt. Dabei wird über den zusätzlichen Freiheitsgrad, den die Masse  $m_2$  mit der Steifigkeit  $k_2$  bildet, die Schwingung der Grundstruktur, bestehend aus  $m_1$  und  $k_1$ , in den zusätzlichen Freiheitsgrad verlagert. Dadurch weist das Grundsystem nur geringe Schwingungsamplituden auf.



**Abbildung 2.2.:** Mechanisches Zweifreiheitsgradsystem

Angewendet wird dieses Verfahren beispielsweise bereits im Bereich von Hochhäusern zur Beruhigung von Wind- und Erdbebenlasten, die das Hochhaus sonst zu Balkenschwingungen anregen würden. Ein aufgrund des offen zugängigen Einbaus des Tilgers sehr bekanntes Beispiel ist das Taipei Financial Center in Taiwan, auch Taipei 101 genannt. Dessen Tilger besteht aus einem Pendel mit der in Abbildung 2.3 gezeigten, 660 t schweren, ölhydraulisch gedämpften Stahlkugel, mit der erdbeben- und winderregte Schwingungen beruhigt werden, siehe [11] bzw. [30].



**Abbildung 2.3.:** 660 t schwere Tilgermasse im Taipei 101 (Foto von [6])

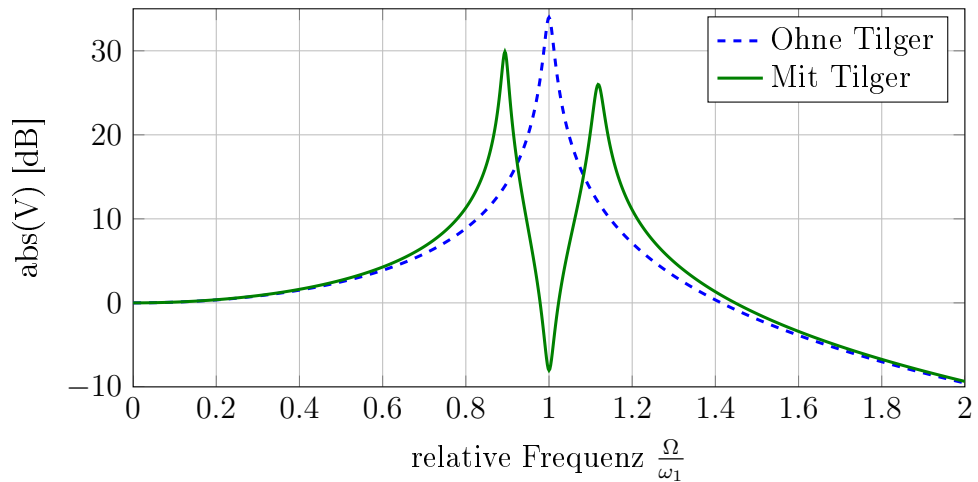
Der Betriebspunkt befindet sich in dem Fall am sogenannten Tilgerpunkt, d. h. dem Punkt in der in Abbildung 2.4 dargestellten Vergrößerungsfunktion, an dem die Amplitude minimal wird. Die Vergrößerungsfunktion bezeichnet das Verhältnis der dynamischen Auslenkung zur statischen Verformung des Feder-Masse-Systems und berechnet sich nach Gleichung 2.1 für das Zweifreiheitsgradsystem.

$$V_{2Dof} = \frac{x_1}{x_1(f=0)} = \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_1^2} + 2\frac{s}{\omega_1}(D_1 + \alpha\gamma D_2) + 1 + \alpha\gamma^2(1 - \frac{\gamma^2 + 4D_2\frac{s}{\omega_1}(\gamma + D_2\frac{s}{\omega_1})}{\frac{s^2}{\omega_1^2} + 2\gamma D_2\frac{s}{\omega_1} + \gamma^2})} \quad (2.1)$$

Dabei stehen  $\omega_1$  und  $\omega_2$  für die Eigenkreisfrequenzen der Subsysteme.  $\alpha$  ist das Verhältnis der Tilgermasse zur Masse des zu dämpfenden Systems,  $\gamma$  bezeichnet das Verhältnis zwischen der Tilgereigenfrequenz und der Eigenfrequenz des zu dämpfenden Systems. Die Definition dieser Beziehungen ist zudem in den in 2.2 aufgelisteten Gleichungen dargestellt. Die Vergrößerungsfunktion für das System ohne Tilger läßt sich aus Gleichung 2.1 problemlos durch Nullsetzen der Tilgermasse herleiten, d. h.  $\alpha = 0$ .

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{k_1}{m_1}}, \omega_2 = \sqrt{\frac{k_2}{m_2}}, \alpha = \frac{m_2}{m_1}, \gamma = \frac{\omega_2}{\omega_1} \quad (2.2)$$

Vorteil des Systems ist die effiziente Beruhigung der Schwingung mit nur geringer Zusatzmasse. Für eine Tilgermasse von 5% der Masse des zu dämpfenden Systems d. h.  $\alpha = 0,05$ ,  $\gamma = 1$  und  $D_1 = D_2 = 1\%$  sind die Vergrößerungsfunktionen für ein System mit und ohne Tilger in Abbildung 2.4 dargestellt. Es ist zu erkennen, daß das Hinzufügen des Tilgers die ursprünglich eine Eigenfrequenz in zwei Eigenfrequenzen aufspaltet. Dazwischen befindet sich der bereits angesprochene Tilgerpunkt, in dem die Schwingung der Masse  $m_1$  sehr stark beruhigt wird. Daraus ergibt sich der Nachteil, daß der Tilgereffekt nur in einem geringen Frequenzbereich wirksam ist und das System z. B. beim Hochlauf eine Eigenfrequenz durchläuft.



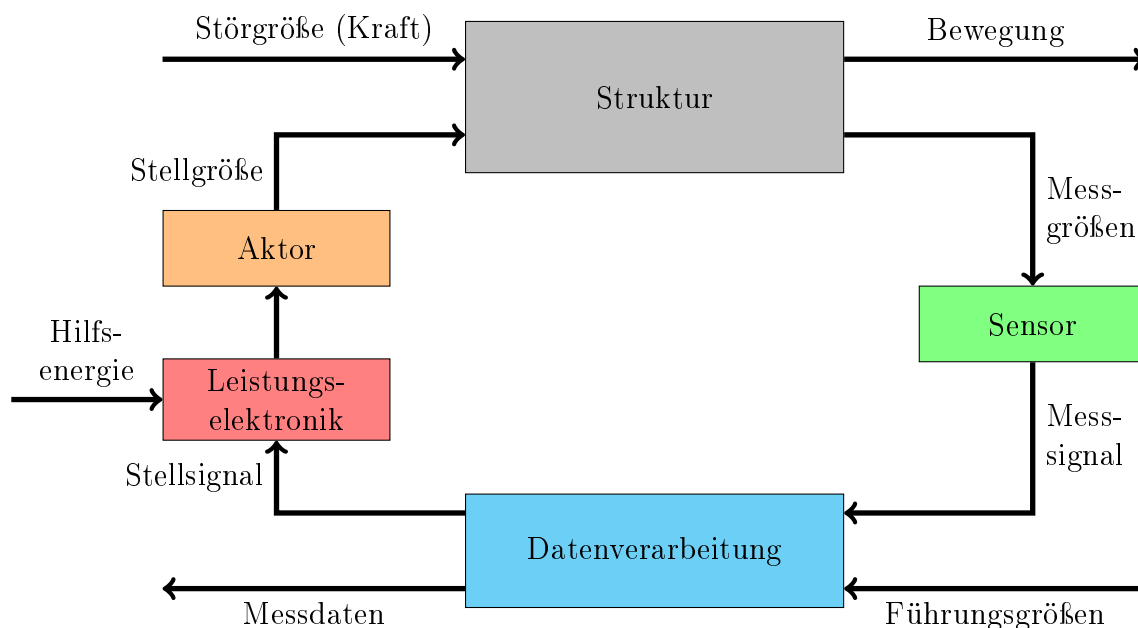
**Abbildung 2.4.:** Vergrößerungsfunktion des Tilgers

Der geringen Bandbreite läßt sich entgegenwirken, indem die Frequenz des Tilgerpunktes nachgeführt wird. Dieses Konzept ist in der Literatur als adaptiver Tilger bekannt, indem die Eigenfrequenz mit einem Aktorelement variiert wird, wie z. B. in [36] mittels eines piezoelektrischen Stapelaktors geschehen. Die Vergrößerung der Dämpfung  $D_2$  der Tilgermasse

führt zur Verringerung der Amplitude der Nebenresonanzen zu Lasten der Amplitudenreduktion im Tilgerpunkt selbst. Damit kann in gewissem Maß die Bandbreite des Tilgers ebenfalls erhöht werden. Jedoch gilt auch hierbei die Einschränkung für monofrequente Systeme. Im Fall der Nachführung der Eigenfrequenz des Tilgers liegt bereits ein sogenanntes semipassives System vor, da zwar die Tilgerwirkung auf eine passive Struktur zurückgeht, die Eigenfrequenzanpassung jedoch eine externe Energiezufuhr für ein aktives System erfordert.

## 2.2. Aktive Schwingungs- und Schallreduktion

Einen Ausweg aus den Begrenzungen passiver Strukturen bietet die Integration von aktiven Elementen, die dem ehemals passiven Bauteil zu weitergehender Funktionalität verhelfen können. Dafür hat sich in den letzten Jahren der Begriff der „Adaptronik“ etabliert, unter dem intelligente und adaptive, mit elektronischen Komponenten versehene Strukturen zusammengefaßt werden, siehe dazu WIEDEMANN und SINAPIUS [81] Seite 12. Im englischen Sprachraum ist dafür ebenfalls die Bezeichnung „Smart Structures“ üblich. In den meisten Fällen handelt es sich in der Adaptronik um Systeme, bei denen die Struktur mit Sensoren und Aktoren ausgestattet wird. Ein Datenverarbeitungssystem wertet die Sensorsignale aus und sendet die Stellsignale an die Leistungselektronik der Aktoren. Diese produzieren die Ansteuersignale für die Aktoren, wodurch der Kreis geschlossen wird. In Abbildung 2.5 ist ein solches System mit allen Elementen und den Ein- und Ausgangsgrößen dargestellt.

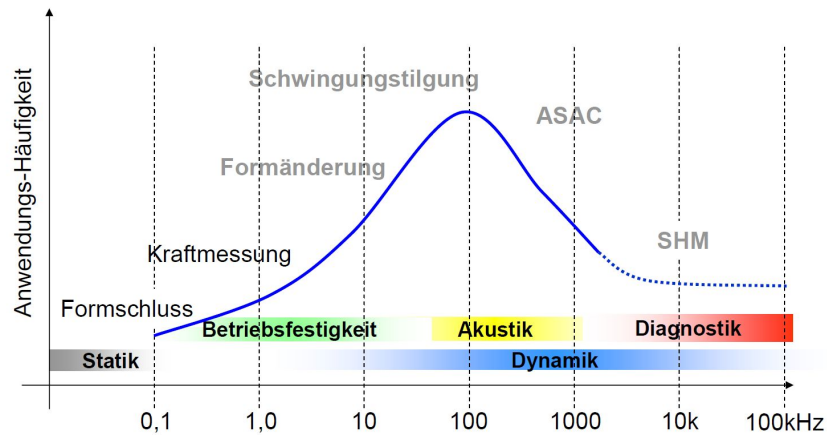


**Abbildung 2.5.:** Üblicher Aufbau eines adaptronischen Systems

Je nach betrachtetem Frequenzband lassen sich damit unterschiedliche Zusatzfunktionen erzeugen, von quasistatischen Anwendungen, wie formvariable Strukturen über Schwingungs- und Schallreduktion im mittleren Frequenzbereich innerhalb des Hörbereichs des Menschen bis zur Strukturüberwachung (engl. Structural Health Monitoring, SHM) im Bereich des Ultraschalls. Eine Übersicht ist in Abbildung 2.6 gegeben.

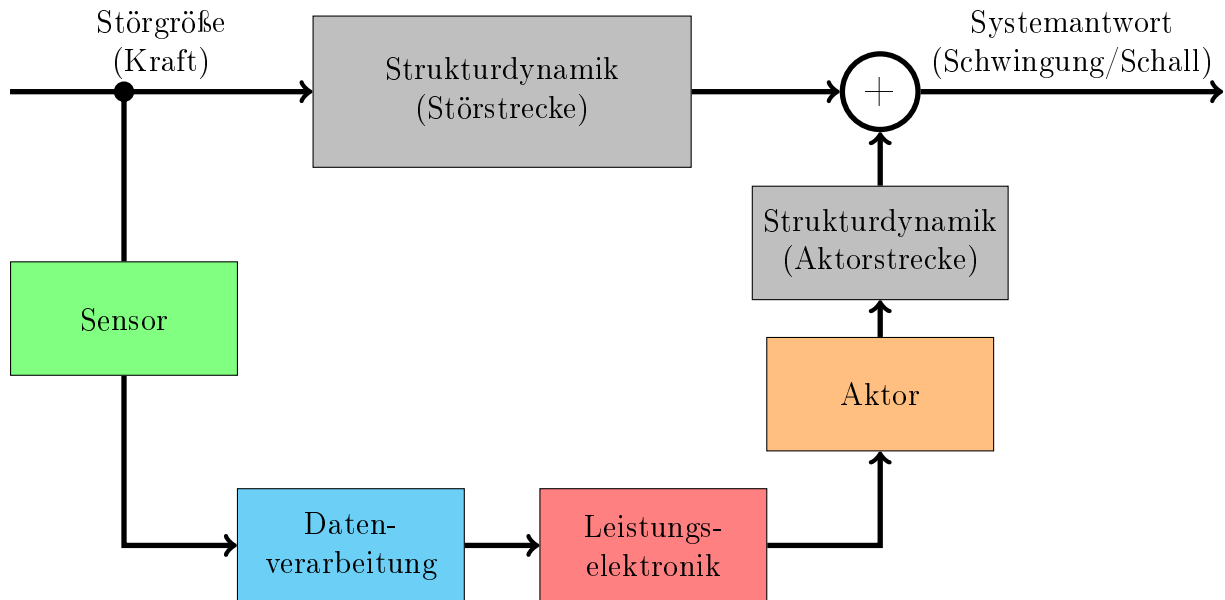
Speziell für die aktive Schall- und Schwingungsreduktion werden im Wesentlichen zwei Verfahren der Signalerzeugung für die Aktoren unterschieden, die Steuerung und die Regelung.





**Abbildung 2.6.:** Anwendungsgebiete der Adaptronik (aus [80])

Bei der Steuerung, im englischen treffend „feed-forward-control“ genannt, wird ein Referenzsignal der Störung des Systems vor der Strecke gemessen, aus dem in der Datenverarbeitung das Aktorsignal erzeugt wird, wie in Abbildung 2.7 prinzipiell dargestellt. Unter der Bedingung, daß das Referenzsignal der Störung mit hoher Kohärenz zum Ausgang der Störstrecke vorliegt, kann das Ausgangssignal mit einer Steuerung signifikant reduziert werden. Dies ist jedoch im Fall stochastischer Eingangssignale nur möglich, wenn die Strecke der Störung eine größere Laufzeit aufweist, als die maximale Summe aus Totzeit der Datenverarbeitung und Laufzeit der Aktorstrecke, da sonst die Kausalität verloren geht [26]. In dem Fall ist es mit einem geeigneten Steuerungsalgorithmus möglich, die benötigten Aktorsignale zum erforderlichen Zeitpunkt zu generieren.



**Abbildung 2.7.:** Prinzipbild einer Steuerung

Im Gegensatz dazu verwendet eine Regelung, im englischen als „feed-back-control“ bezeichnet, die Systemausgangsgröße, um daraus die Stellsignale für die Aktoren zu bestimmen. Dieser Definition gemäß handelt es sich bei dem in Abbildung 2.5 gezeigten allgemeinen adaptronischen System um eine Regelung. Da es sich jedoch im Fall der aktiven Schall- bzw.

Schwingungsreduktion um dreidimensionale Strukturen handelt, ist die Ausgangsgröße des Aktors nur in Ausnahmefällen mit der Störgröße identisch. Dies hat zur Folge, daß sich die Störstrecke von der Aktorstrecke unterscheidet, was z. B. schon bei verschiedenen Einleitungspunkten von Stör- und Stellkraft der Fall ist, da sich die Strukturodynamik dadurch wesentlich unterscheidet.

Aus dem Grund sehen geregelte Systeme zur Schall- und Schwingungsreduktion meist so aus, wie in Abbildung 2.8 prinzipiell gezeigt. Die Systemausgangsgröße, z. B. die Schwingungsamplitude an einer Stelle der Struktur, wird mit einem oder mehreren Sensoren gemessen, woraus in der Datenverarbeitung, d. h. dem eigentlichen Regler, das Stellsignal für die Aktorik bestimmt wird. Dieses wirkt über den Aktor sowie die von der Störstrecke abweichende Aktorstrecke auf die Systemausgangsgröße ein, wo es sich mit dem Anteil der Störung überlagert. Angestrebt wird dabei, daß sich beide Signale möglichst aufheben und die Schwingung durch die Störung reduziert wird, d. h. die Führungsgröße des Reglers ist Null. Vorteil dieser Anordnung ist, daß das Laufzeitproblem nicht in der Form, wie bei der Steuerung, existiert. Nachteil der Regelung ist, daß sie nicht nur dämpfend, sondern auch anfachend wirken kann. Sie wird demzufolge instabil, wenn die Einstellungen der Datenverarbeitung nicht zu den Eigenschaften der Regelstrecke passen. Zudem lassen sich auf diese Weise nur die harmonischen Teile eines Signals reduzieren.

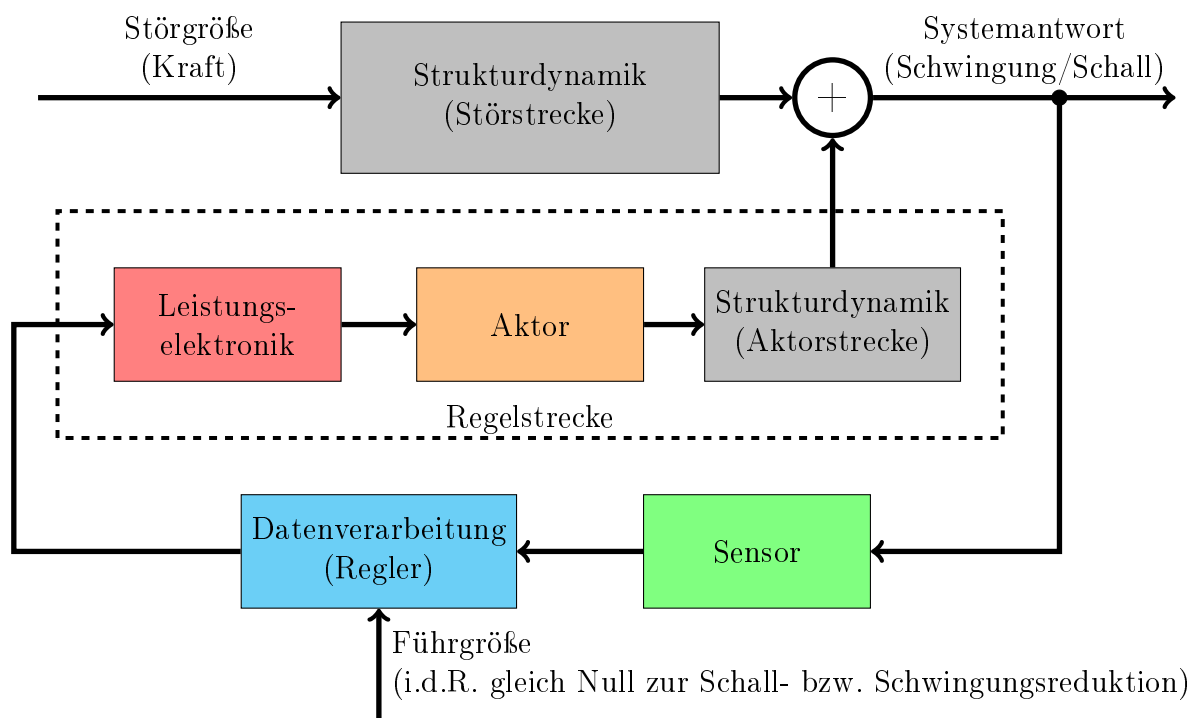


Abbildung 2.8.: Prinzipbild einer Regelung

Beide genannten Verfahren werden auf ihre Eignung zur aktiven Schall- und Schwingungsreduktion bereits seit längerem ergründet und sind auch heute noch Gegenstand der Forschung. Mehr Informationen dazu sind z. B. [17] oder [22] zu entnehmen.

Die grundsätzliche Wirkungsweise der aktiven Schall- oder Schwingungsreduktion besteht dabei darin, einem vorhandenen Störsignal ein zweites Signal zu überlagern, wodurch das Störsignal durch destruktive Interferenz kompensiert wird. Je nach Ziel und Maßnahme werden dabei drei prinzipielle Verfahren unterschieden.

Bei der aktiven Schwingungsreduktion, im englischen „Active Vibration Control“ (AVC) genannt, wird einer Strukturschwingung mittels aktiver Elemente eine Gegenschwingung überlagert, um die Gesamtschwingungsamplitude zu reduzieren.

Ein im Prinzip ähnliches Verfahren bezeichnet die aktive Lärmreduktion, im englischen „Active Noise Control“ (ANC) genannt. Hierbei werden einer störenden Schallwelle gegenphasige Schallwellen überlagert, um den Schalldruck zu reduzieren. Dieses Prinzip wird bereits in großem Maßstab in aktiv lärmkompensierten Headsets für Kleinflugzeuge realisiert, siehe z. B. [23] Fig. 9. Dadurch kann im niedrigen Frequenzbereich unterhalb von 1 kHz, wo die rein passive Dämmung von Headsets nur eingeschränkte Resultate liefert, der Störschalldruck spürbar verringert werden. Nachteilig an diesem Verfahren ist jedoch, daß die Störschallkompensation, abseits von eindimensionalen Fällen wie Headsets, aufgrund von Interferenzeffekten nur bei kleinen Frequenzen und lokal gute Resultate liefert.

Dieser Nachteil ist der aktiven Schallstrukturkontrolle, im englischen „Active Structural Acoustic Control“ (ASAC) genannt, nicht eigen, da bei diesem Verfahren aktiv Einfluß auf die schallabstrahlenden Schwingungen einer Struktur genommen wird. Durch die Verringerung der Schwingungsamplitude von schallabstrahlenden Moden und Veränderung der Schwingungsmuster wird erreicht, daß die abgestrahlte Schalleistung insgesamt reduziert wird. Dadurch bietet dieses Verfahren die Möglichkeit, an allen Stellen eine Verringerung des Schalldrucks zu bewirken. Nachteilig an diesem Verfahren ist jedoch dessen Komplexität, da sowohl die Schwingungseigenschaften der Struktur, als auch das Schallabstrahlverhalten sowie, ggf., das akustische Verhalten der Kavität, in die der Schall abgestrahlt wird, mit berücksichtigt werden müssen.

Generell ist allen Verfahren eigen, daß damit eine große potentielle Leistungsfähigkeit existiert. Der Preis dafür liegt in komplexen Modellen der strukturdynamischen und akustischen Eigenschaften der zu beruhigenden Systeme, die zur Erreichung der Ziele notwendig sind. Dies ist auch der Nachteil dieser Verfahren, da die angesprochenen Systemeigenschaften in den üblichen praktischen Anwendungen zudem zeitvariant sind, d. h. die Modelle müssen permanent und automatisch aktualisiert werden.

Bis auf die bereits erwähnten lärmkompensierten Headsets sind deshalb nur wenige Anwendungen für die genannten Verfahren bisher realisiert, da die Anforderungen an die Datenverarbeitungssysteme und die Modellierung der akustischen und strukturdynamischen Eigenschaften bei realen Strukturen mit der heute üblichen Technik noch zu groß sind.

## 2.3. Piezoelektrische Aktoren

### 2.3.1. Aktoren in intelligenten Strukturen

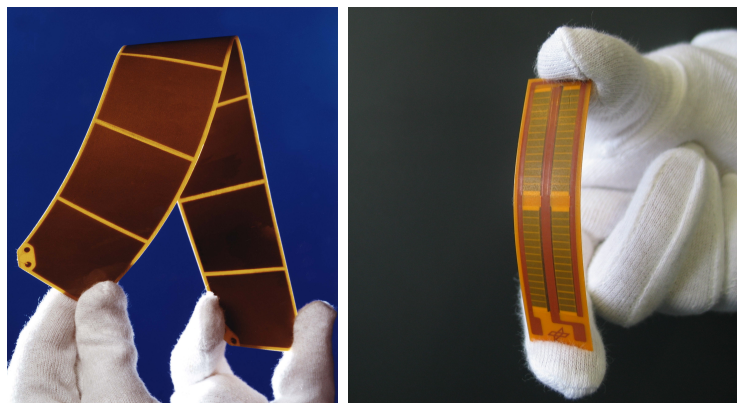
Im vorangehenden Kapitel 2.2 wurde der Begriff der Adaptronik für ein System eingeführt, bei dem eine vormals passive Struktur mittels Sensoren, Aktoren und Datenverarbeitung zur adaptiven bzw. intelligenten Struktur erweitert wird. Auf den Begriff des Aktors ist jedoch nicht weiter eingegangen worden.

Grundsätzlich bezeichnet ein Aktor einen Energiewandler, der eine Energieform in eine andere umwandeln kann. Zusätzlich stellt er das Bindeglied zwischen der Datenverarbeitung und der realen technischen, physikalischen oder biologischen Struktur dar [35]. Oft wird dabei

elektrische Energie als Hilfsenergie genutzt und in eine andere Energieform umgewandelt, da elektrische Energie insbesondere über ausgezeichnete Verfügbarkeit, Modularbarkeit und ein breites Wandlerspektrum verfügt. In den meisten Fällen handelt es sich bei der abgegebenen Energie um mechanische Energie, d. h. die Ausgangsgröße des Aktors ist eine Kraft oder ein Moment.

Zur Schwingungs- und Schallreduktion werden diese beiden Ausgangsgrößen zur Beeinflussung der Struktur genutzt. Übliche Aktoren sind elektromagnetische Erreger, die, vergleichbar zu Lautsprechern, eine stromdurchflossene Spule in einem Magnetfeld zur Erzeugung einer Kraft nutzen. Eine Bauform dieser Aktoren ist z. B. in [78] zu finden. Diese Aktoren sind, je nach der Struktur, auf der sie aufgebracht sind, im Bereich geringer bis mittlerer Frequenzen bis ca. 1 kHz einsetzbar, siehe [77]. Nachteilig an diesen oder vergleichbaren Aktoren ist die vergleichsweise große Masse der Magnete, die zur Bereitstellung des Magnetfeldes und als stützende Inertialmasse benötigt wird.

Eine weitere Möglichkeit bieten piezoelektrische Aktoren. Hier handelt es sich ebenfalls um Aktoren, die elektrische in mechanische Energie umwandeln können. Im Gegensatz zu den elektromagnetischen Aktoren werden zur Beeinflussung von Plattenschwingungen flache Aktoren verwendet, die statt Kräften Biegemomente in die Struktur einleiten. Auf diese Weise kann direkt auf das Schwingungs- und damit ebenfalls auf das Schallabstrahlverhalten einer flächigen Struktur Einfluß genommen werden. In Abbildung 2.9 sind zwei Bauformen solcher Aktoren dargestellt. Sie zeichnen sich durch die Einbettung der spröden Piezokeramik in eine Polymermatrix aus und lassen sich so auch auf gekrümmte Strukturen applizieren, siehe z. B. [82]. Diese Bauform bietet eine Reihe von Vorteilen. Erstens sind sie aufgrund der geringen Bauhöhe von weniger als einem Millimeter bereits z. B. bei der Fertigung von Faserverbundstrukturen direkt integrierbar, können jedoch auch nachträglich aufgebracht werden. Ihr größtes Potential ist jedoch die im Vergleich zu den elektromagnetischen Aktoren deutlich geringere Masse. Nachteil dieser Aktoren ist ihre vergleichsweise geringe Effizienz bei niedrigen Frequenzen.



**Abbildung 2.9.:** Bauformen von piezoelektrischen Flächenaktoren

Da piezoelektrische Aktoren für das Funktionieren des in dieser Arbeit thematisierten Konzeptes zur Schwingungs- und Schallreduktion eine zentrale Rolle einnehmen, ist es notwendig, auf den physikalischen Effekt der Piezoelektrizität genauer einzugehen.

### 2.3.2. Der piezoelektrische Effekt

Entdeckt wurde der piezoelektrische Effekt selbst von den Brüdern Jaques und Pierre CURIE im Jahr 1880, als sie feststellten, daß sich bei mechanischer Belastung eine elektrische Ladung an der Oberfläche von Turmalinkristallen messen ließ [44]. Später wurde diese Erscheinung auch an anderen Materialien, wie z. B. Quarz und Seignettesalz beobachtet [27]. Insbesondere für das leicht erhältliche Seignettesalz, aus dem sich auch mit einfachen Mitteln Kristalle züchten lassen, wurden intensive Untersuchungen bereits Anfang des 20. Jahrhunderts vorgenommen, z.B. von VALASEK [76]. Heutzutage werden aus Gründen des weitaus stärkeren Effektes piezoelektrische Keramiken als Aktoren eingesetzt, z. B. Blei-Zirkonium-Titanat (PZT, stellvertretend für die Elementsymbole Pb, Zr und Ti), siehe [27] Tabelle 1.

Der von den CURIE-Brüdern entdeckte Effekt, daß eine mechanische Spannung eine Ladung erzeugt, ist nur ein Teil des piezoelektrischen Effektes und wird als direkter piezoelektrischer Effekt bezeichnet. Daneben gibt es noch den indirekten piezoelektrischen Effekt, der die Dehnung eines piezoelektrischen Werkstoffes beim Anlegen eines äußeren elektrischen Feldes beschreibt. Somit besteht durch den piezoelektrischen Effekt eine bidirektionale elektromechanische Kopplung. Beide Effekte sind sehr anschaulich in Abbildung 2.10 dargestellt.

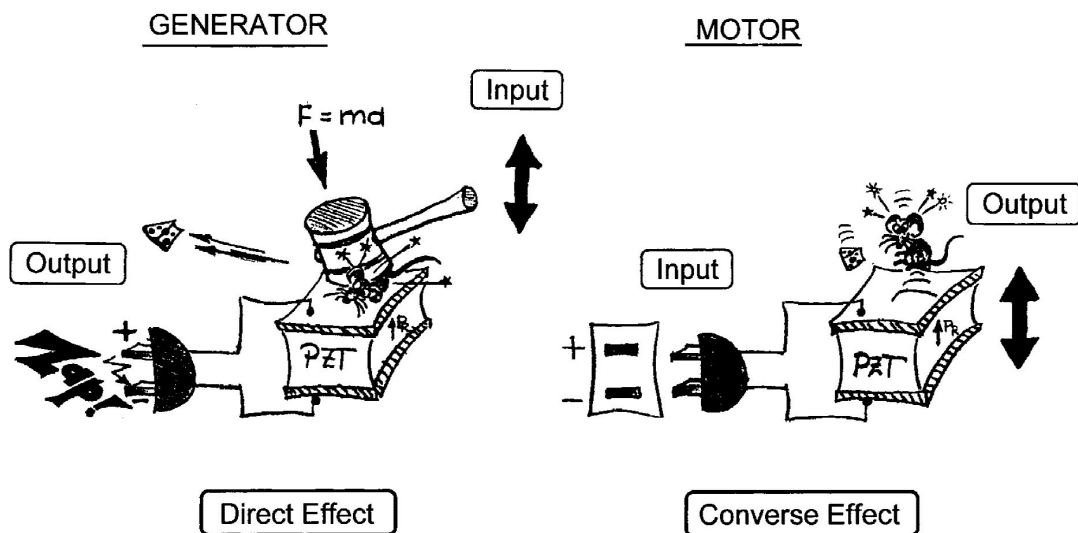
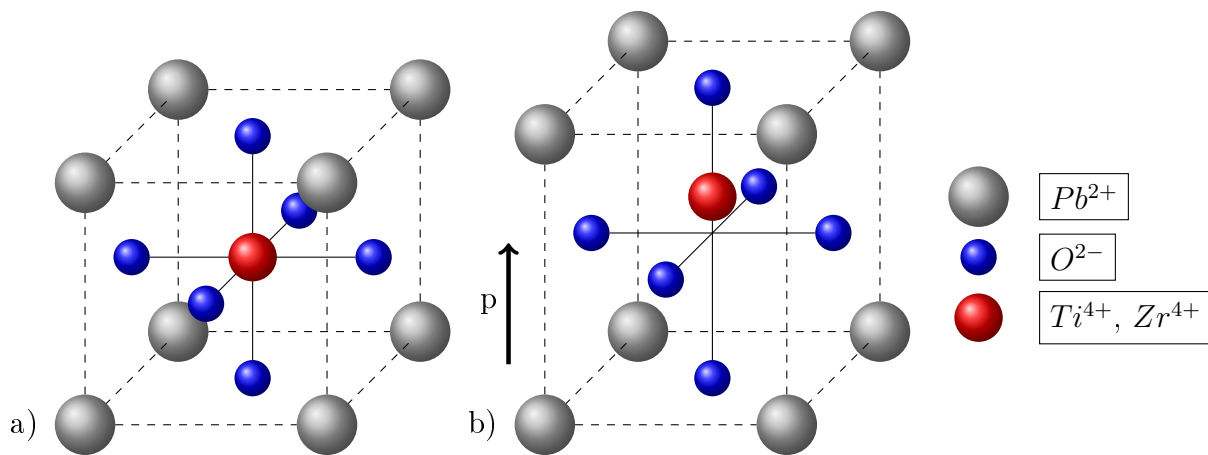


Abbildung 2.10.: Direkter (links) und indirekter Piezoeffekt (rechts) (aus [27])

Der piezoelektrische Effekt selbst entsteht in der Kristallstruktur des Werkstoffes durch eine remanente Polarisierung des Kristallgitters. Die heute meistverwendete Piezokeramik PZT besitzt eine Einheitszelle mit Perowskitstruktur, die in Abbildung 2.11a dargestellt ist. Im unpolarisierten Zustand oberhalb einer kritischen, Curie-Temperatur genannten Temperatur, ist das zentrale Zirkonium- oder Titanion der Elementarzelle punktsymmetrisch im Zentrum angeordnet und die Kristallstruktur weist ein kubisches Gitter auf. In diesem paraelektrisch genannten Zustand ist durch die Symmetrie keine elektromechanische Kopplung vorhanden [27].

Das Abkühlen unter die Curie-Temperatur läßt das kubische Gitter energetisch ungünstig werden. Infolgedessen kommt es zur Polarisierung, indem sich das zentrale Ion spontan vom

Symmetriezentrum in eine der drei Raumkoordinaten wegbewegt. Diese Verschiebung ist mit einer Dehnung der Elementarzelle, siehe Abbildung 2.11b, in Richtung der Verschiebung verbunden, so daß aus der kubischen eine tetragonal verzernte Struktur entsteht. Zusätzlich bilden sich durch die dadurch vorhandene Asymmetrie elektrische Ladungsschwerpunkte und somit ein elektrisches Dipolmoment  $p$ , in Abbildung 2.11b durch den Pfeil symbolisiert. Infolge der Dipolmomente wird das Material ferroelektrisch.



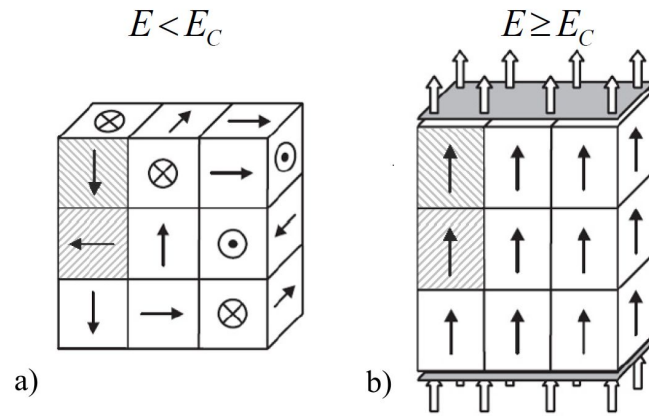
**Abbildung 2.11.:** Elementarzelle von PZT: unpolarisiert (a), polarisiert (b)

Bei der spontanen Polarisierung gibt es zunächst keine Vorgabe, in welche Richtung sie stattfindet. Durch Kopplung der Elementarzellen untereinander kommt es jedoch zur Angleichung der Richtung des Dipolmomentes innerhalb gewisser Zonen im Kristall, sogenannter Weißscher Bezirke, innerhalb derer die Polarisierung die gleiche Richtung besitzt. Die Grenzen dieser Bereiche werden Blochwände genannt. Innerhalb des Kristalls können sich die Domänen in Kristallrichtung parallel oder antiparallel bzw.  $90^\circ$  dazu ausrichten, wie in Abbildung 2.12a dargestellt. Durch die zufällige Orientierung verschiedener Bezirke ist keine Dehnung nach außen meßbar, da sich die Dehnungen der einzelnen Weißschen Bezirke ausgleichen.

Durch Anlegen eines ausreichend großen äußeren elektrischen Feldes ist es möglich, die unterschiedlichen Ausrichtungen der Weißschen Bezirke zu harmonisieren, so daß sie alle die gleiche Richtung, die Richtung des elektrischen Feldes, annehmen. In dem Fall wird der Kristall auch nach außen meßbar gedehnt, da die verlängerten Achsen aller Elementarzellen in die gleiche Richtung ausgerichtet sind, wie in Abbildung 2.12b zu sehen.

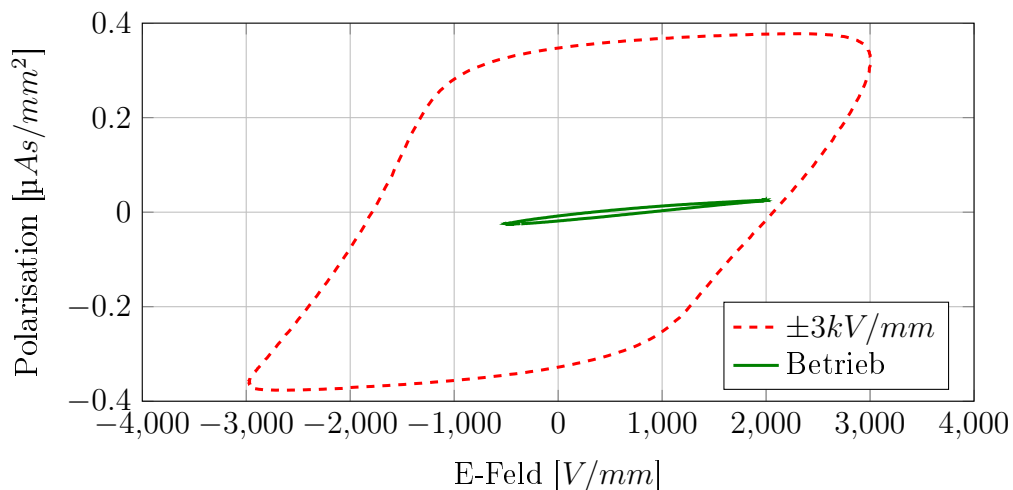
Auch nach Entfernen des elektrischen Feldes behält ein gewisser Teil der Domänen die Ausrichtung nach dem vorher angelegten elektrischen Feld bei, dies wird remanente Polarisierung genannt. Bei Umkehrung des elektrischen Feldes kommt es ab einer gewissen, Koerzitivfeldstärke genannten elektrischen Feldstärke zur Umkehrung der Polarisationsrichtung in den Kristallen. Wird die Polarisierung, d. h. die dielektrische Ladungsverschiebung, über dem elektrischen Feld aufgetragen, ergibt sich durch die beiden genannten Effekte eine Hysteresekurve, die in Abbildung 2.13 dargestellt ist. Beide dargestellten Kurven sind Messungen an piezoelektrischen DuraAct [54] Flächenwandlern.

Die Koerzitivfeldstärke kann in der Abbildung daran erkannt werden, daß sich der Anstieg der blauen Ladungskurve stark erhöht. Dies ist im zweiten und vierten Quadranten der Abbildung ab einer elektrischen Feldstärke von ca. 500 V/mm der Fall. Dementsprechend ist der Betriebsbereich der Keramik bei negativen Spannungen auf diesen Wert beschränkt, um



**Abbildung 2.12.:** Domänenausrichtung: a) zufällig, b) mit externem elektrischen Feld (aus [80])

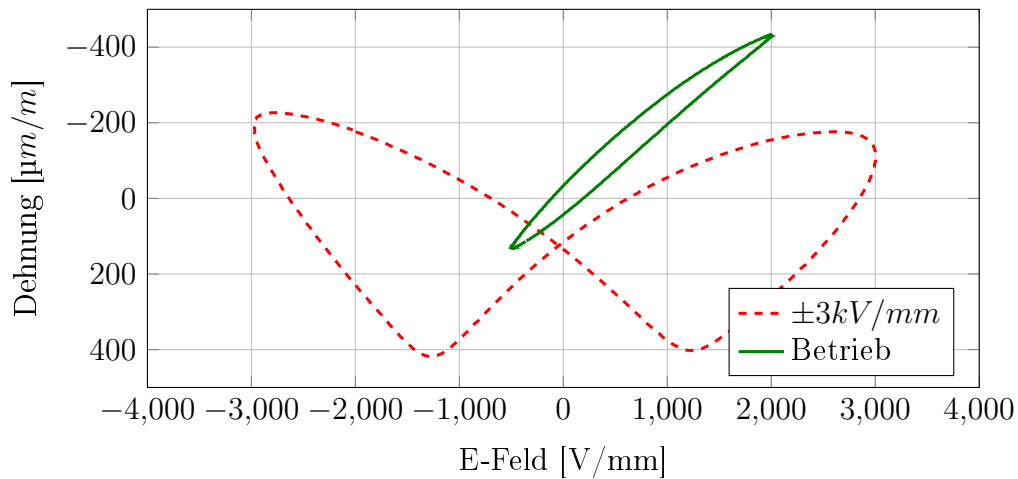
Umpolarisierungseffekte zu vermeiden. Die eingeschlossene Fläche in der Hysterese ist dabei ein Maß für die dielektrischen Verluste in der Piezokeramik, die im Betrieb zur Erwärmung führen. Es ist gut zu erkennen, daß diese Fläche für den Betriebsbereich wesentlich geringer ist, wenngleich sie nicht verschwindet.



**Abbildung 2.13.:** Gemessene Polarisationskurve von PZT

Vergleichbar der Polarisation folgt auch die Dehnung von piezoelektrischen Werkstoffen einer charakteristischen Kurve, die ihrer prägnanten Form nach „Schmetterlingshysterese“ genannt wird. In Abbildung 2.14 ist sie für den gleichen Bereich des elektrischen Feldes dargestellt. Die erfolgte Umpolarisierung ist in dieser Abbildung an der Umkehrung des Dehnungsanstieges in den Quadranten drei und vier bei  $\pm 1300 \text{ V/mm}$  zu erkennen.

Auch diese beiden Kurven sind an einem DuraAct bestimmte Meßdaten, die mit Dehnmeßstreifen aufgenommen wurden. Dabei fällt auf, daß die Dehnungsamplitude bei  $\pm 3 \text{ kV/mm}$  kleiner ist, als für den reinen Betrieb bei geringerer Spannungsamplitude. Der Grund ist in Kriech- und Verzögerungseffekten durch die bei der großen Spannungsamplitude auftretenden Umpolarisierung der Keramik zu suchen. Aufgrund der Anregungsfrequenz von  $1 \text{ Hz}$  erfolgt die Umpolarisierung offenbar zu langsam, als daß sich der volle Dehnungsamplitudenbereich einstellen kann. Dafür sprechen auch die vergleichsweise „runden“ Ecken der Hysteresekurve.



**Abbildung 2.14.:** Gemessene Dehnungskurve von PZT

Auch wenn es in Abbildung 2.14 so wirkt, als daß die Keramik sogar bis 1000V/mm entgegen der Polarisationsrichtung betrieben werden könnte, so hat Abbildung 2.13 gezeigt, daß bereits ab 500V/mm entgegen der Polarisationsrichtung eine Umorientierung der Domänen, erkennbar am erhöhten Ladungsfluß, stattfindet. Dies ist aus Gründen der Eigenerwärmung im Betrieb und vermehrten Kriechens zu vermeiden. Dennoch weist die Dehnungskennlinie in Abhängigkeit des elektrischen Feldes auch für den Betriebsbereich einen hysteretischen Verlauf auf.

### 2.3.3. Modellierung und elektrisches Ersatzschaltbild des piezoelektrischen Effektes

Wie im letzten Kapitel in Abbildung 2.13 und 2.14 gezeigt, sind Polarisation und Dehnung im Betriebsbereich der betrachteten Piezokeramik nicht linear vom angelegten elektrischen Feld abhängig. Für die weiteren Betrachtungen in dieser Arbeit, insbesondere des Übertragungsverhaltens von piezoelektrischen Elementen auf schwingenden Strukturen, ist jedoch eine mathematische Beschreibung des Verhaltens notwendig.

In den meisten Fällen wird zur Modellierung des Piezoeffektes eine Linearisierung vorgenommen, so daß die Hystereseform durch eine Gerade angenähert wird. In dem Fall, wenn das elektrische Feld den Betriebsbereich der Keramik nicht übersteigt, d. h. keine Umpolarisierungseffekte eintreten, ist der Fehler auf die Betriebshysteresen beschränkt. Dies ist für viele Anwendungen ausreichend und wird auch in dieser Arbeit so genutzt. Wird eine genauere Abbildung des Verhaltens benötigt, so kann z. B. auf Hystereseeoperatoren zur Modellierung zurückgegriffen werden, wie es in [39] beschrieben ist.

In der linearisierten mathematischen Abbildung wird ebenfalls nach dem direkten und indirekten Piezoeffekt, siehe Abbildung 2.10, unterschieden. In Matrixschreibweise für den allgemeinen dreidimensionalen Fall stellt Gleichung 2.3 den Sensoreffekt bzw. direkten Piezoeffekt und Gleichung 2.4 den Aktoreffekt bzw. indirekten Piezoeffekt dar, siehe [79] oder [27].



$$\mathbf{D} = \mathbf{d}_P \mathbf{T} + \epsilon^T \mathbf{E} \quad (2.3)$$

$$\mathbf{S} = \mathbf{s}^E \mathbf{T} + \mathbf{d}_P \mathbf{E} \quad (2.4)$$

Entgegen der üblichen Notation der mechanischen Größen sind Gleichung 2.3 und 2.4 mit den Formelzeichen nach IEEE Standard dargestellt, der in den meisten Veröffentlichungen zu diesem Themenbereich verwendet wird. Darin bezeichnen  $\epsilon^T$  die Matrix der Permittivitätskonstanten bei konstanter mechanischer Spannung,  $\mathbf{s}^E$  die elastische Nachgiebigkeitsmatrix bei konstantem elektrischem Feld sowie  $\mathbf{d}_P$  die elektromechanische Koppelmatrix. Diese Größen sind jeweils materialabhängige Kenngrößen. Die Vektoren  $\mathbf{T}$ ,  $\mathbf{D}$ ,  $\mathbf{S}$  und  $\mathbf{E}$  bezeichnen die mechanische Spannung, die dielektrische Verschiebung, die mechanische Dehnung sowie die elektrische Feldstärke im Material. Die Gleichungen 2.3 und 2.4 mit ausgeschrieben Matrizen sind im Anhang unter A.1 in Gleichung A.1 und A.2 zu finden. Zusätzlich ist die Übersetzung der mechanischen Größen in üblicher Notation zum IEEE Standard zur Vollständigkeit mit abgedruckt.

Die vorgenannten Gleichungen stellen den allgemeinen, dreidimensionalen Fall dar. In den üblichen Bauformen von piezoelektrischen Aktoren reicht es jedoch, eine Achse zu berücksichtigen, so daß die Gleichungen eindimensional werden. Im Fall von Aktoren, deren Arbeitsrichtung in Richtung von Polarisierung und elektrischem Feld ist, z. B. bei Stapelaktoren, ist die zu betrachtende Richtung die 3 Richtung. Zur Beeinflussung von Plattenschwingungen eignen sich Aktoren besser, die auf dem Quereffekt basieren, bei dem die genutzte Verformungsrichtung senkrecht zum elektrischen Feld steht. Solche Aktoren werden als  $d_{31}$ -Wandler bezeichnet. Eine Bauform ist z. B. der in Abbildung 2.9 links dargestellte DuraAct™[53, 54]. Aufgrund der transversalen Orthotropie der Piezokeramik senkrecht zur Polarisationsrichtung ist keine Unterscheidung in die 1 oder 2 Richtung erforderlich. Wird nur die Richtung 1 betrachtet, so können die Gleichungen für den Sensor- und Aktoreffekt eindimensional notiert werden.

$$D_1 = d_{31}T_1 + \epsilon_{31}^T E_3 \quad (2.5)$$

$$S_1 = s_{11}^E T_1 + d_{31} E_3 \quad (2.6)$$

Gleichung 2.5 läßt sich etwas anders formulieren, wenn über die Fläche des piezoelektrischen Elementes integriert wird.

$$\iint_{A_{PZT}} D_1 dA = \iint_{A_{PZT}} d_{31} T_1 dA + \iint_{A_{PZT}} \epsilon_{31}^T E_3 dA \quad (2.7)$$

Die Integration der dielektrischen Verschiebung über die Fläche des piezoelektrischen Elementes liefert hierbei die Ladung am piezoelektrischen Element. Die Dielektrizitätszahl  $\epsilon_{31}^T$  ist nicht von der Fläche abhängig und kann vor das Integral gezogen werden. Da das elektrische Feld in der Piezokeramik, bedingt durch die Elektroden, ebenfalls konstant ist, vereinfacht sich das Integral dahingehend, daß nur die Fläche  $A_{PZT}$  übrig bleibt.

Gleichung 2.7 kann somit vereinfacht werden.

$$Q = \iint_{A_{PZT}} d_{31}T_1 dA + \epsilon_{31}^T A_{PZT} E_3 \quad (2.8)$$

Das elektrische Feld  $E_3$  kann auch durch die Spannung am piezoelektrischen Element  $U$  in Kombination mit dessen Dicke in Feldrichtung  $d_{PZT}$  ausgedrückt werden.

$$E_3 = \frac{U}{d_{PZT}} \quad (2.9)$$

Damit kann der letzte Term von Gleichung 2.8 anders dargestellt werden.

$$Q = \iint_{A_{PZT}} d_{31}T_1 dA + \frac{\epsilon_{31}^T A_{PZT}}{d_{PZT}} U \quad (2.10)$$

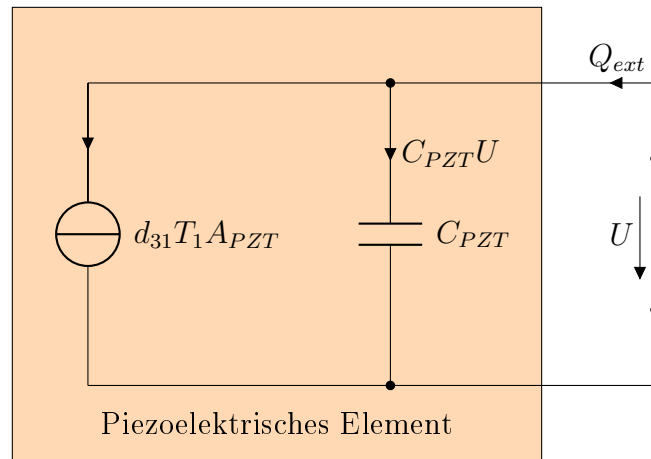
Der Vorfaktor vor  $U$  in Gleichung 2.10 entspricht der Definition einer elektrischen Kapazität. Da es sich dabei um die intrinsische Kapazität des piezoelektrischen Elementes handelt, wird diese folgend mit  $C_{PZT}$  bezeichnet.

$$Q = \iint_{A_{PZT}} d_{31}T_1 dA + C_{PZT} U \quad (2.11)$$

Für den Fall, daß die mechanische Spannung im piezoelektrischen Element konstant ist, was z.B. der Fall ist, wenn ein den  $d_{31}$ -Effekt nutzender Wandler auf einem Balken angebracht ist, der nur mit einem Biegemoment beaufschlagt ist, kann das Integral in Gleichung 2.11 aufgelöst werden. Näherungsweise kann diese Annahme auch bei Balken- oder Plattenschwingungen getroffen werden, wenn das piezoelektrische Element klein gegenüber der Strukturwellenlänge ist, so daß sich die Krümmung über dessen Fläche nur unwesentlich ändert. Da  $Q$  die über die Elektroden fließende Ladung bezeichnet, wird sie konsequenterweise mit  $Q_{ext}$  bezeichnet.

$$Q_{ext} = d_{31}T_1 A_{PZT} + C_{PZT} U \quad (2.12)$$

Gleichung 2.12 stellt somit eine Bilanz der elektrischen Ladung dar, wobei sich die Ladung, die durch den direkten piezoelektrischen Effekt hervorgerufen wird, auf die intrinsische Kapazität des Elementes und die Ladung  $Q_{ext}$ , die über die Elektroden fließt, aufteilt. Damit kann ein Ersatzschaltbild konstruiert werden, das in Abbildung 2.15 gezeigt ist.



**Abbildung 2.15.:** Sensoreffektersatzschaltbild von piezoelektrischen Elementen

Dieses Ersatzschaltbild, bestehend aus der Ladungsquelle durch den direkten piezoelektrischen Effekt und der intrinsischen Kapazität  $C_{PZT}$ , ist für die folgenden Betrachtungen von zentraler Bedeutung, da die Kapazität  $C_{PZT}$  das elektromechanische Übertragungsverhalten durch ihren stark frequenzabhängigen Blindwiderstand maßgeblich beeinflusst.

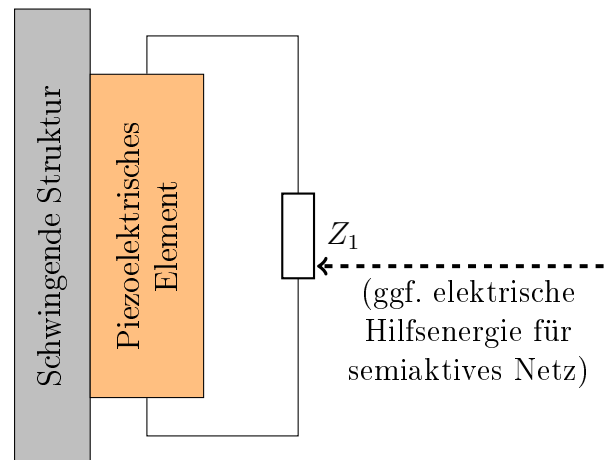
## 2.4. Dämpfung mit piezoelektrischen Elementen und elektrischen Netzwerken

### 2.4.1. Funktionsprinzip elektrischer Netzwerke

Bei den in Kapitel 2.2 vorgestellten aktiven Maßnahmen zur Schall- und Schwingungsreduktion sind, wie bereits erwähnt, piezoelektrische Elemente oft ein zentrales Element. Eingesetzt werden sie in diesem Zusammenhang maßgeblich als Aktoren, die zur Schwingungseinkopplung in die Struktur genutzt werden. Sensorisch werden sie z. B. in Beschleunigungssensoren verwendet, die oft aus piezoelektrischen Materialien aufgebaut sind. Gemeinsam ist allen aktiven Maßnahmen (abgesehen von Sensoriaktuatoren, z. B. [46] Fig. 6), daß Sensoren und Aktoren stets verschiedene Elemente sind, die oft auch an unterschiedlichen Orten angebracht sind. Wesentlich dabei ist, daß bei aktiven Maßnahmen durch die Aktorverstärker bzw. Aktoren mechanische Energie in die Struktur eingebracht werden kann. Bei Fehlanpassung oder unter dem Ziel der Minimierung der Schalleistung mittels ASAC kann es jedoch dazu kommen, daß die gesamte, im System vorhandene Schwingungsenergie durch aktive Maßnahmen erhöht wird, was kontraproduktiv zum eingangs formulierten Ziel ist.

Da piezoelektrische Elemente jedoch bidirektionale elektromechanische Wandler darstellen, die sowohl über Sensor- als auch über Aktoreigenschaften verfügen, liegt es nahe, ein und dasselbe Element für beides gleichzeitig zu verwenden. Die Grundidee besteht hierbei darin, daß das piezoelektrische Element Schwingungsenergie aus dem mechanischen System in elektrische Energie umwandelt, die anschließend dissipiert wird. Auf diese Weise ist die Energiebilanz des elektrischen Netzwerks positiv, d. h. es können schwingende Strukturen bedämpft werden. Wird die Dämpfung für schallrelevante Schwingungsmoden vorgenommen, so ist eine Schallreduktion ebenfalls möglich.

Notwendig ist dafür ein elektrisches Netzwerk, das an die Elektroden des piezoelektrischen Elementes angeschlossen wird. In der englischen Fachliteratur wird dieses Konzept als „piezoelectric shunt damping“ bezeichnet.



**Abbildung 2.16.:** Funktionsprinzip der Dämpfung mit elektrischen Netzwerken

Abbildung 2.16 zeigt den Aufbau des Systems schematisch. Das elektrische Netzwerk ist in Form der komplexen elektrischen Impedanz  $Z_1$  dargestellt. Diese erfüllt zwei Funktionen. Erstens ist die zentrale Aufgabe des elektrischen Netzwerkes die Aufnahme und Dissipation der umgewandelten mechanischen Schwingungsenergie. Gleichzeitig kommt dem elektrischen Netzwerk die Aufgabe zu, die Impedanzen von Struktur, dem piezoelektrischen Element und dem Netzwerk selbst so anzupassen, daß ein maximaler Energietransport gewährleistet werden kann.

Dafür können verschiedene Kombinationen an elektrischen Bauteilen eingesetzt werden. Besteht das Netzwerk nur aus passiven Komponenten, wie Kondensatoren, Widerständen und Induktivitäten, so wird es als passiv bezeichnet, da dafür keine externe elektrische Energiezufuhr notwendig ist.

Kommen aktive elektrische Bauteile - Halbleiter, wie z. B. Operationsverstärker - dazu, wird das Netzwerk in Abgrenzung zur aktiven Schwingungsreduktion als semiaktiv bezeichnet. Der Grund für die Bezeichnung „semi“-aktiv liegt darin, daß zwar aktive elektrische Komponenten verwendet werden, dem mechanischen System jedoch auf diese Weise keinesfalls mechanische Energie zugeführt wird. Die externe elektrische Energie ist nur als Hilfsenergie für die Funktion des Netzwerks erforderlich. Dieser Punkt unterscheidet semiaktive Netzwerke von den aktiven Maßnahmen zur Schall- und Schwingungsunterdrückung, wo durchaus eine Nettoenergiezufuhr in die Struktur möglich ist. Dieser Fall kann z. B. bei der aktiven Schallstrukturbeeinflussung eintreten, daß zwar die abgestrahlte Schalleistung reduziert wird, jedoch für die dafür notwendige Veränderung der Schwingungsmuster in Summe eine höhere Schwingungsenergie in der Struktur erforderlich ist.

#### 2.4.2. Varianten elektrischer Netzwerke

Um eine ausreichende Dämpfung zu erreichen, muss das Netzwerk einen effektiven Transport von Schwingungsenergie aus dem mechanischen System sowie eine effektive Dissipation der Energie ermöglichen. Dazu wurden in den 1990er und 2000er Jahren verschiedene Konzepte entwickelt und erprobt.

### 2.4.2.1. Passive Netzwerke

Das reine piezoelektrische Element besitzt, wie das Ersatzschaltbild in Abbildung 2.15 zeigt, keine dissipativen Elemente, sondern nur reaktive. Es kann nicht allein zur Dämpfung eingesetzt werden, sondern erfordert externe Komponenten. Im einfachsten Fall erlaubt bereits ein Widerstand, der an die Elektroden parallel zum piezoelektrischen Element geschaltet wird, eine Dämpfung des Systems. Die Wirkung ist jedoch gering, siehe NEUBAUER [49].

#### *RL*-Netzwerke

Bereits 1991 nutzten HAGOOD und FLOTOW [29] aus diesem Grund das resistiv-induktive Netzwerk, das aus einer Induktivität und einem ohmschen Widerstand besteht, wie in Abbildung 2.17 dargestellt. Im Folgenden wird dies nur noch als *RL*-Netzwerk nach den Formelzeichen  $R$  für den ohmschen Widerstand und  $L$  für die Induktivität bezeichnet.

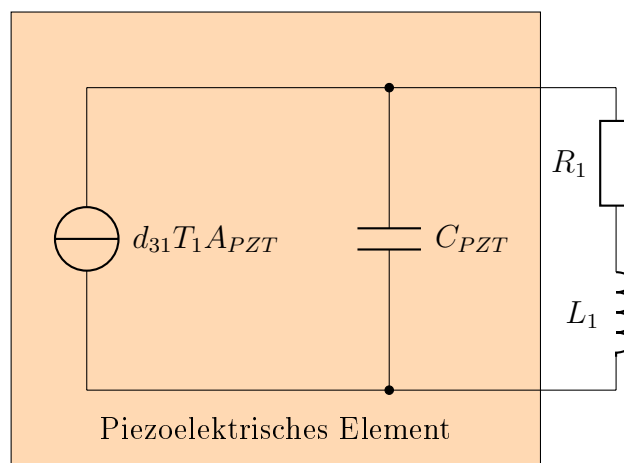


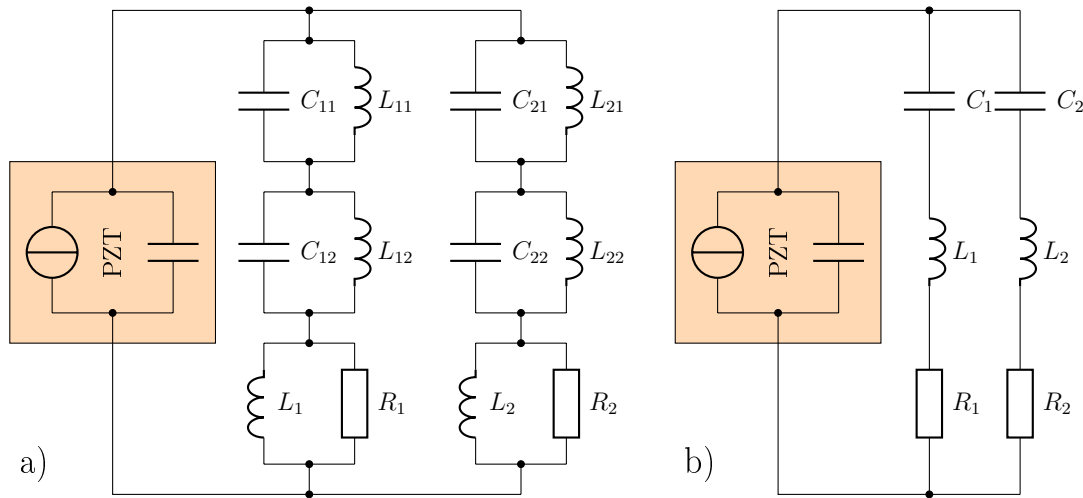
Abbildung 2.17.: Schaltprinzip *RL*-Netzwerk

Die Induktivität  $L_1$  bildet dabei mit der intrinsischen Kapazität  $C_{PZT}$  des piezoelektrischen Elementes ein schwingungsfähiges System. Der Widerstand  $R_1$  dient der Bedämpfung des elektrischen Schwingkreises und dissipiert einen Teil der elektrischen Energie. Zusammen mit der schwingenden mechanischen Grundstruktur liegt somit das gleiche System vor, wie bei dem in Kapitel 2.1.2 vorab beschriebenen mechanischen Tilger, nur daß der elektrische Teil den zusätzlichen Freiheitsgrad darstellt. Entsprechend ist der Effekt vergleichbar. In einem schmalen Frequenzbereich können Strukturschwingungen wirkungsvoll gedämpft werden. Außerhalb des Betriebspunktes sinkt die Effektivität des Systems schnell ab, so daß der Einsatz auf monomodale und zeitinvariante Systeme beschränkt ist.

#### Multimodale *RL*-Netzwerke

Einen Ausweg aus der Monomodalität bildet die Verwendung von mehreren entkoppelten Freiheitsgraden im elektrischen System. Verschiedene Ansätze dazu wurden von HOLLKAMP [34], BEHRENS et. al. [10] und WU [83] vorgestellt. Sie bestehen im Wesentlichen aus mehreren resonanten *RL*-Zweigen, die durch unterschiedliche Filterkonzepte auf jeweils eine Eigenfrequenz mit  $C_{PZT}$  eingestellt werden können. Abbildung 2.18 zeigt zwei Umsetzungen dieses Konzeptes. In Abbildung 2.18a sind die elektrischen Freiheitsgrade durch Bandsperren entkoppelt [83], wodurch die Bauteilzahl quadratisch mit der Modenzahl steigt. Ein

anderer Ansatz sind Bandpässe, wodurch der Bauteilbedarf nur linear steigt [10], [34], siehe Abbildung 2.18b. Mit beiden Konzepten ist die Bedämpfung mehrerer Moden möglich. Die Nachteile des schmalbandigen Effektes und der festen Filter- und Eigenfrequenzen der Zweige sind auch diesen Lösungen gemein.



**Abbildung 2.18.:** Multimodale  $RL$ -Netzwerke mit Bandsperre a) und Bandpass b) nach [10]

Verbindender Nachteil aller induktiven Netzwerke ist die Verfügbarkeit von ausreichend großen Induktivitäten. Gerade bei geringen zu dämpfenden Frequenzen ( $f < 100$  Hz) werden die erforderlichen Werte für die Induktivitäten schnell sehr groß, um die Resonanz mit  $C_{PZT}$  zu gewährleisten. Solche Induktivitäten mit Werten über 10 H sind passiv kaum herstellbar, da sie eine große Masse und großen Bauraum erfordern, was in den wenigsten Fällen zur Verfügung steht.

Weitergehende Funktionalitäten passiver Netzwerke zur Schwingungsreduktion mit Piezoaktoren sind aus der Literatur nicht bekannt.

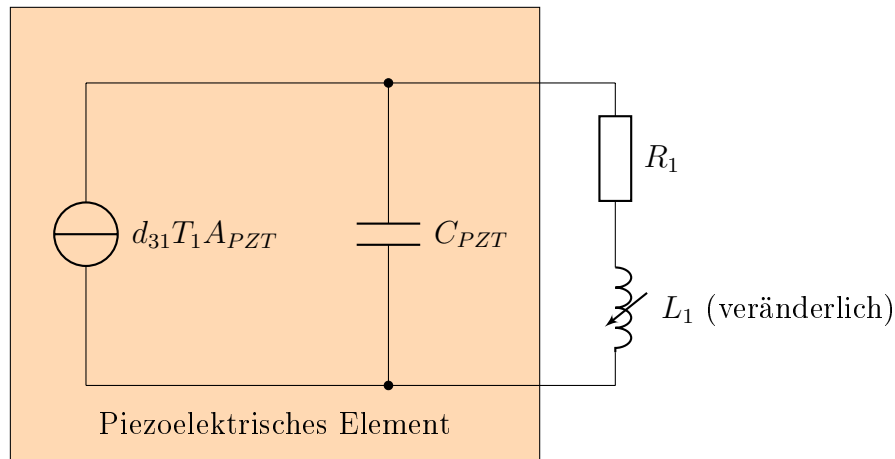
#### 2.4.2.2. Semiaktive Netzwerke

Unter die Kategorie der semiaktiven Netzwerke fallen Schaltungen, bei denen aktive elektrische Bauelemente enthalten sind, die eine externe Energiezufuhr erfordern. Üblicherweise handelt es sich dabei um Halbleiter, wobei in fast allen Fällen Operationsverstärker damit gemeint sind. Mit diesen Komponenten sind vielfältigere Anwendungen und Charakteristiken erreichbar.

#### Adaptive $RL$ -Netzwerke

Eine Verbesserungsmöglichkeit passiver  $RL$ -Netzwerke sind adaptive  $RL$ -Netzwerke, bei denen die Resonanzfrequenz im Betrieb automatisch angepasst wird. Grundlage solcher Systeme sind Induktivitäten mit veränderlichem Wert, wie in Abbildung 2.19 dargestellt.

Üblicherweise werden dafür aus Operationsverstärkern, Widerständen und einem Kondensator aufgebaute Gyrationen (z. B. die Schaltung nach ANTONIOU [5]) genutzt, die das Verhalten einer Induktivität besitzen. Damit kann die Induktivität erstens über einen Widerstand

Abbildung 2.19.: Schaltprinzip adaptives  $RL$ -Netzwerk

in einem weiten Bereich eingestellt werden und zweitens sind solche aktiven Schaltungen wesentlich platzsparender aufzubauen. HOLLKAMP und STARCHVILLE nutzen hierfür ein mechanisches Potentiometer mit Servoantrieb. In [75] ist ein vergleichbares System mit einem spannungsgesteuerten Widerstand entwickelt worden, mit dem die Fundamentalschwingung einer rotierenden Kreisscheibe um ca. 16 dB gedämpft wurde. Aufgrund der Nähe zum mechanischen Tilger werden diese Systeme auch als adaptive elektrische Tilger bezeichnet.

### Schaltende Netzwerke

Sogenannte schaltende Netzwerke bilden eine weitere Untergruppe innerhalb der semiaktiven Netzwerke. Bei ihnen liegt der in Abbildung 2.20 gezeigte Aufbau vor. In Folge der Dehnung lädt sich die Kapazität des piezoelektrischen Elementes auf, bis der Schalter schließt. In dem Moment wird der Aktor über den Netzwerkzweig  $Z_1$  kurzgeschlossen und die Energie dissipiert.

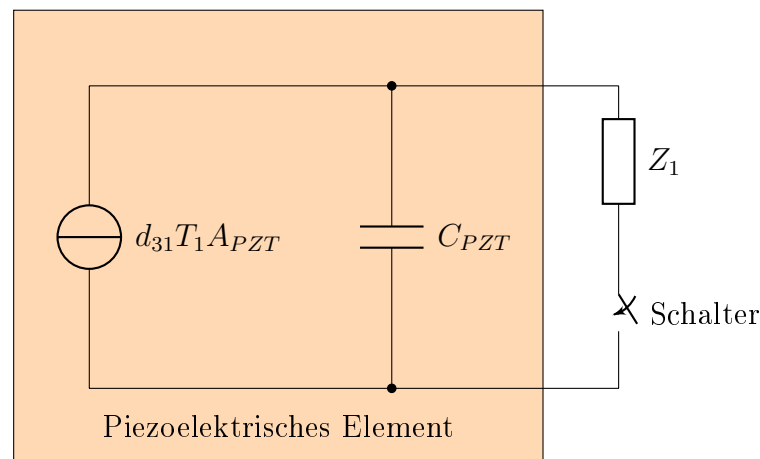


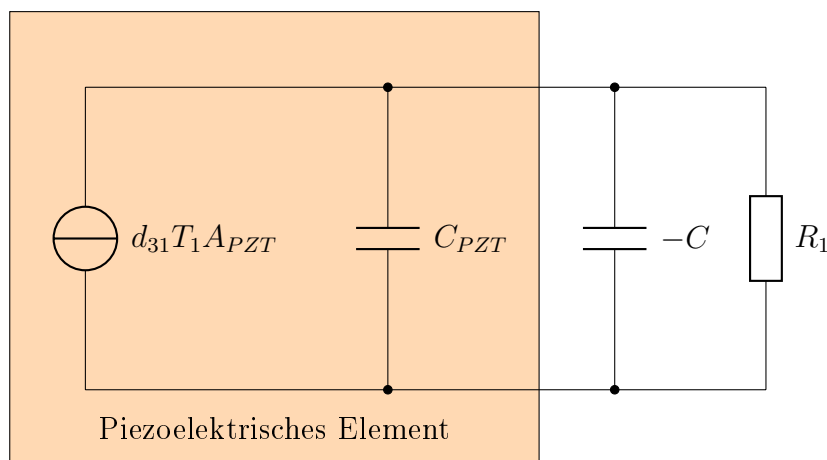
Abbildung 2.20.: Prinzip schaltendes Netzwerk

In der Literatur wird für  $Z_1$  auch meist eine Reihenschaltung aus Widerstand und Induktivität verwendet [12]. Im Gegensatz zum  $RL$ -Netz ist dieses jedoch gegenüber der Struktur hoch abgestimmt, teilweise bis zu einem Faktor 1000 [48], [40]. Der Schalter wird im Moment des Spannungsmaximums geschlossen. Durch die Induktivität erfolgt eine Umpolung

der Spannung am piezoelektrischen Element, so daß der Schalter beim Wiedererreichen des Spannungsmaximums geöffnet wird. Über diesen Weg wird eine der Schwingung entgegengesetzte Kraft erzeugt. Ohne Resonanzkriterium kann dieses Netzwerk zudem für variable Erregerfrequenzen genutzt werden, da stets im Spannungsmaximum geschaltet wird und der Schalteffekt selbst kurz im Vergleich zur Betriebsfrequenz ist. Nachteilig ist der Energietransfer in höhere Frequenzen durch die steilen Schaltflanken, die auf die Struktur zurückkoppeln und Oberwellen generieren, wie bei CIMINELLO [13] in den experimentellen Ergebnissen zu erkennen. Aus diesem Grund sind schaltende Netzwerke bei akustischen Anwendungen im Nachteil, da die Empfindlichkeit des menschlichen Gehörs mit steigenden Frequenzen bis ca. 3 kHz zunimmt. Der Vorteil des Systems liegt in der relativ einfachen Umsetzung, die teilweise sogar ohne externe Energieversorgung auskommt, wenn die Schwingungsenergie zum Betrieb der Elektronik genutzt wird.

### Negative Kapazitätsnetzwerke

Für das  $RL$ -Netzwerk besteht der Wirkeffekt in der Resonanz im elektrischen System, wenn sich die Blindwiderstandsanteile, d. h. die Reaktanzen von Induktivität und der Kapazität des piezoelektrischen Elementes, gegenseitig kompensieren. Dies ist jedoch durch die unterschiedliche Frequenzabhängigkeit des elektrischen Blindwiderstandes von Induktivität und Kapazität nur bei einer Frequenz gegeben. Für einen breitbandigen Effekt wäre demzufolge eine an das piezoelektrische Element angeschlossene Reaktanz nötig, die den elektrischen Blindwiderstand der Kapazität des piezoelektrischen Elementes unabhängig von der Frequenz kompensiert. Das kann erreicht werden, indem diese Reaktanz erstens ein Voreilen der Spannung gegenüber dem Strom um  $90^\circ$  bewirkt. Zweitens ist es erforderlich, daß der Betrag der Reaktanz indirekt proportional zur Frequenz sein muß. Von der Wirkung her wird dabei die gleiche Phasenverschiebung einer Induktivität mit dem Frequenzverhalten der Kapazität vereint, siehe [56]. Ein solches Verhalten ist mit der sogenannten „negativen Kapazität“ gegeben, wie in Abbildung 2.21 als Parallelschaltung mit dem Widerstand  $R_1$  dargestellt. Daneben gibt es die Möglichkeit, die negative Kapazität in Reihe zum Widerstand zu schalten, was sich auf das Stabilitäts- und Dämpfungsverhalten auswirkt. Nähere Erläuterungen dazu finden sich in Kapitel 3.2.



**Abbildung 2.21.:** Prinzip parallele negative Kapazität



Daß diese Schaltung tatsächlich die Phasenverschiebung vergleichbar einer Induktivität aufweist, läßt sich einfach zeigen.

Für die Induktivität  $L$  gilt für die Reaktanz:

$$X_L = j\omega L \quad (2.13)$$

Hierbei steht die imaginäre Einheit im Zähler, d. h. die Spannung eilt dem Strom um  $90^\circ$  voraus. Dadurch, daß die Kreisfrequenz im Zähler steht, wächst der Betrag der Reaktanz mit der Frequenz. Umgekehrt gilt für die Reaktanz der Kapazität:

$$X_C = \frac{1}{j\omega C} \quad (2.14)$$

In dem Fall stehen sowohl die imaginäre Einheit, als auch die Kreisfrequenz im Nenner, so daß der Strom um  $90^\circ$  der Spannung voreilt und der Betrag der Reaktanz mit zunehmender Frequenz kleiner wird. Eine Gleichheit, d. h.  $X_L + X_C = 0$ , ist demnach nur für eine Frequenz - die Resonanzfrequenz - gegeben, wie sie bei den erwähnten  $RL$ -Netzwerken genutzt wird.

Die Reaktanz der negativen Kapazität läßt wie folgt berechnen:

$$X_{negC} = \frac{1}{j\omega(-C)} \quad (2.15)$$

Mit der Definition der imaginären Einheit  $j^2 = -1$  kann das negative Vorzeichen der Reaktanz in Gleichung 2.15 anders dargestellt werden.

$$X_{negC} = \frac{j^2}{j\omega C} \quad (2.16)$$

Kürzen von einem  $j$  in Gleichung 2.16 zeigt das Ergebnis: Die Reaktanz der negativen Kapazität besitzt analog zur Induktivität die imaginäre Einheit im Zähler, gleichwohl befindet sich die Kreisfrequenz im Nenner, wie bei der realen Kapazität.

$$X_{negC} = \frac{j}{\omega C} \quad (2.17)$$

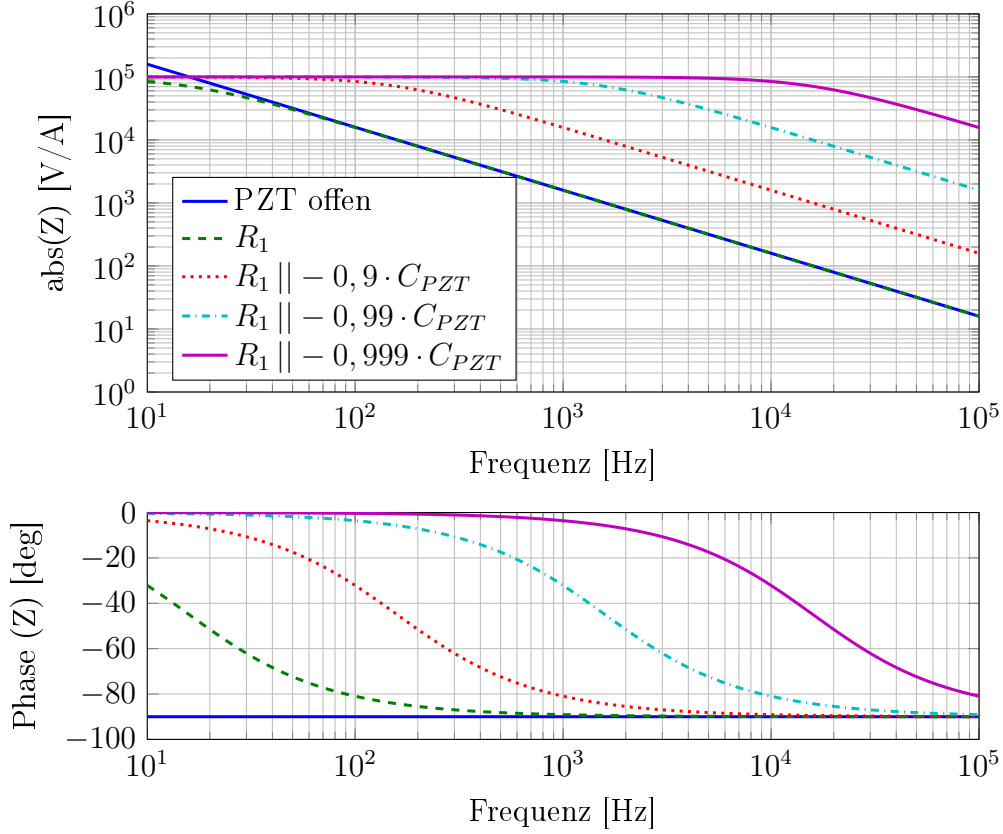
Der eigentliche Effekt der negativen Kapazität wird anhand der beispielhaft in Abbildung 2.21 an das Ersatzschaltbild des piezoelektrischen Elementes angeschlossenen Parallelschaltung aus negativer Kapazität und dem Widerstand  $R_1$  ersichtlich. Aus Sicht der Stromquelle im Ersatzschaltbild lassen sich die drei Elemente  $C_{PZT}$ ,  $-C$  sowie  $R_1$  gemäß Gleichung 2.18 zu einer Gesamtimpedanz  $Z$  zusammenfassen.

$$Z = \frac{R_1 \frac{1}{j\omega(C_{PZT}-C)}}{R_1 + \frac{1}{j\omega(C_{PZT}-C)}} \quad (2.18)$$

Für den Grenzübergang von  $C \rightarrow C_{PZT}$  läßt sich mittels des Satzes von L'Hôpital feststellen, daß sich die Einflüsse der intrinsischen Kapazität des piezoelektrischen Elementes sowie der negativen Kapazität gegenseitig kompensieren. Übrig bleibt  $Z = R_1$ , d. h. die den indirekten Piezoeffekt darstellende Stromquelle wird direkt mit  $R_1$  kurzgeschlossen und somit

der Stromfluß durch den Widerstand  $R_1$  frequenzunabhängig, d. h. breitbandig, erhöht. Auf diese Weise steigt zudem die ins elektrische System übertragene Schwingungsleistung an, so daß die Dämpfung stark zunimmt.

Dieser besagte Effekt ist in Abbildung 2.22 noch einmal visualisiert. Darin sind die Impedanzverläufe, siehe Gleichung 2.18, für verschiedene Konfigurationen dargestellt.



**Abbildung 2.22.:** Verlauf der Impedanz an der Stromquelle im Ersatzschaltbild des piezoelektrischen Elementes

In blau ist die Kurve für das piezoelektrische Element gezeigt, wobei die Impedanz dabei nur durch die intrinsische Kapazität von beispielhaft  $C_{PZT} = 100 \text{ nF}$  gebildet wird. Es ist zu erkennen, daß der Betrag mit steigender Frequenz abnimmt, während die Phase bei konstant  $-90^\circ$  liegt. Dies bedeutet, daß die Impedanz rein imaginär, d. h. reaktiv ist, so daß keine Wirkleistung und somit keine Dämpfung vorhanden sind. Etwas besser ist das Verhalten, sofern ein Widerstand, im Beispiel  $R = 100 \text{ k}\Omega$ , an die Elektroden des piezoelektrischen Elementes angeschlossen wird. In dem Fall tritt, sichtbar an der grünen Kurve, für sehr geringe Frequenzen unterhalb von  $100 \text{ Hz}$  ein Realteil der Impedanz auf, der für einen Wirkleistungsumsatz am Widerstand  $R$  sorgt. Auf diese Weise findet bei geringen Frequenzen eine Dämpfung statt, jedoch bestimmt bei hohen Frequenzen weiterhin die Kapazität  $C_{PZT}$  das Verhalten des Systems. Dadurch nähert sich die Phase ebenfalls  $-90^\circ$  an, so daß die Wirkleistung und damit die Dämpfung verschwinden.

Durch Hinzufügen der negativen Kapazität kann die Grenze, ab der die Phasenlage keinen Wirkleistungsumsatz mehr erlaubt, deutlich erhöht werden, da die intrinsische Kapazität dadurch kompensiert wird. Beispielhaft sind dafür drei verschiedene Werte für die negative Kapazität von  $C = -0,9 \cdot C_{PZT}$ ,  $C = -0,99 \cdot C_{PZT}$  sowie  $C = -0,999 \cdot C_{PZT}$  in rot, cyan

und magenta dargestellt. Es ist zu erkennen, daß mit der Näherung gegen  $C = -C_{PZT}$  sowohl der Bereich, in dem der Betrag der Impedanz durch den Widerstand  $R$  dominiert wird, sowie die Frequenz, ab der der Phasenabfall gegen  $-90^\circ$  einsetzt, mit jeder Erhöhung um eine Größenordnung in der Frequenz zunimmt. Entsprechend wird unterhalb dieses Bereiches mehr Wirkleistung und damit mehr Dämpfung durch die negative Kapazität hervorgerufen, so daß breitbandig über einen großen Frequenzbereich eine Amplitudenverringerung von Strukturschwingungen möglich wird. Wie in Kapitel 3.4.4 noch dargelegt wird, kann die negative Kapazität jedoch aus Stabilitätsgründen nie betragsgleich mit der intrinsischen Kapazität sein.

Anhand der Impedanzverläufe in Abbildung 2.22 kann der Effekt der negativen Kapazität anschaulich über die Leistungsbilanz an der Stromquelle im Ersatzschaltbild des piezoelektrischen Elementes beschrieben werden. Dabei ist der mechanische Teil des Systems zunächst ausgeblendet. Die Kopplung von mechanischem und elektrischem System wird in Kapitel 4 betrachtet, woraus sich auch die Auswirkungen auf die mechanischen Bewegungsgleichungen ableiten lassen.

Negative Kapazitäten lassen sich nicht als passive Schaltungen oder physikalische Bauteile realisieren. Eine solche Konstruktion ist nur unter Verwendung von negativen Impedanz- oder Admittanzkonvertern (siehe [52] Seite 97) möglich. In der Literatur existieren mehrere Veröffentlichungen, z.B. von BEHRENS [9] oder PARK [50], in denen negative Kapazitätsnetzwerke an unterschiedlichen Strukturen eingesetzt werden. In allen Fällen zeigt sich eine effektive Dämpfung mehrerer struktureller Vibrationsmoden bis zu 20 dB auch im Experiment [51]. Bereits etwas weiter geht BEHRENS in [9] mit der Anwendung einer einzelnen negativen Kapazitätsschaltung an einer Aluminium-Plattenstruktur. Er konnte ebenfalls bis zu 20 dB Amplitudenreduktion in den Eigenfrequenzen bis zu einer Frequenz von 300 Hz erreichen.

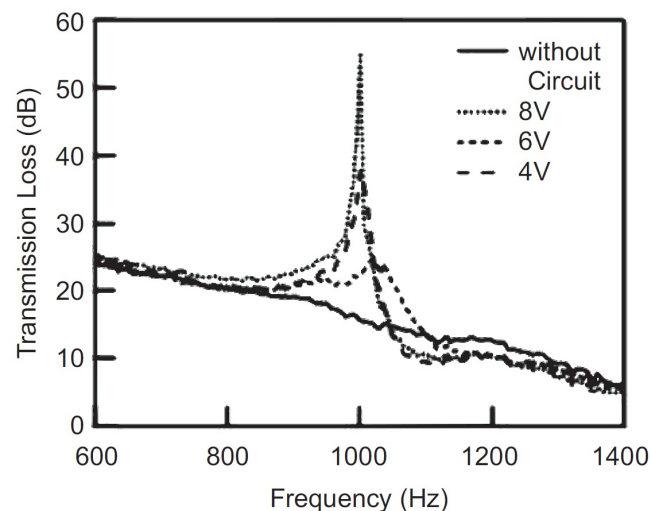
Eine detailliertere Auseinandersetzung mit verschiedenen Netzwerkkonzepten ist auch in [57] zu finden.

### 2.4.3. Schallreduktion mit elektrischen Netzwerken

In den vorgenannten Veröffentlichungen werden elektrische Netzwerke mit piezoelektrischen Aktoren im Wesentlichen zur Vibrationsunterdrückung von Balken-, seltener auch von Plattenstrukturen eingesetzt. Im Falle der negativen Kapazität konnte zudem gezeigt werden, daß selbige eine breitbandige Wirkung mit vergleichbarer Amplitudenreduktion wie  $RL$ -Netzwerke in ihrem Auslegungspunkt verbindet. Daraus ergibt sich die Fragestellung, ob mit Hilfe derartiger Systeme auch eine Reduktion des Schalls erreicht werden kann, indem die Schallemission durch gezielte Dämpfung der relevanten Strukturschwingungen reduziert wird.

Versuche hierzu wurden bereits 2002 von KIM und LEE durchgeführt [37]. Sie kombinieren eine passive Dämmschicht mit einem  $RL$ -Netzwerk an einer  $300 \times 300$  mm messenden Aluminiumplatte und montieren dies in einem Kundtschen Rohr, so daß die Platte auf der einen Seite mit einem Lautsprecher angeregt werden kann. Auf der anderen Seite ist das Rohr schallabsorbierend abgeschlossen, so daß mit Mikrofonen die Schalltransmission bestimmt werden kann. Durch Anschluß des Netzwerks konnte die Schalltransmission im Bereich der Eigenfrequenz der Platte um ca. 5 dB verbessert werden (siehe [37] Fig. 12).

Ein ähnliches Konzept verfolgen FUKADA und DATE [21] bzw. MOKRY et al. [47] mit einer Sandwichmembran, die mit Piezoaktoren auf Polyvinylidenfluoridbasis (PVDF) und negativen Kapazitäten bestückt ist. Sie demonstrierten die Schallisolation in einem Kundtschen Rohr, wobei eine Erhöhung des Schalldämmmaßes um bis zu 40 dB, je nach Konfiguration, für diesen eindimensionalen Fall nachgewiesen werden konnte. Abbildung 2.23 zeigt das Schalldämmmaß für verschiedene elektrische Spannungsamplituden des Netzwerkkreises. Ein Anwachsen der Pegeldifferenz mit höherer zur Verfügung stehender Spannung im Netzwerkzweig ist zu erkennen.



**Abbildung 2.23.:** Schalldämmmaß PVDF Sandwich (aus [21])

Weitergehende Untersuchungen, die über die Erhöhung der Schalltransmission einzelner Frequenzen durch elektrische Netzwerke an kleinen Platten in eindimensionalen Versuchständen hinausgehen, sind aus der Literatur nicht bekannt.

## 2.5. Potentiale und Grenzen der Netzwerke

### 2.5.1. Voruntersuchungen an rotierender Stahlscheibe

Ausgehend von den in Kapitel 2.4 zitierten Veröffentlichungen erscheint eine Nutzung elektrischer Netzwerke zur Verbesserung der Vibrations- und Akustikeigenschaften von Schalenstrukturen möglich. Insbesondere die negative Kapazitätsschaltung ist aufgrund der effektiven Wirkung über einen weiten Frequenzbereich vielversprechend für weitere Betrachtungen.

Um die Potentiale der negativen Kapazitätsschaltung zu untersuchen, wurden Voruntersuchungen an einer rotierenden Kreisscheibe in Form eines Kreissägeblattes vorgenommen, siehe [55], [56] sowie [58]. Das Augenmerk lag hierbei auf einer Reduktion der durch den Eingriff der Zähne im Werkstück angeregten Strukturschwingung des Stammblattes. Beabsichtigt ist, dadurch die Schnittqualität zu verbessern sowie die Schallabstrahlung durch das Sägeblatt zu verringern.

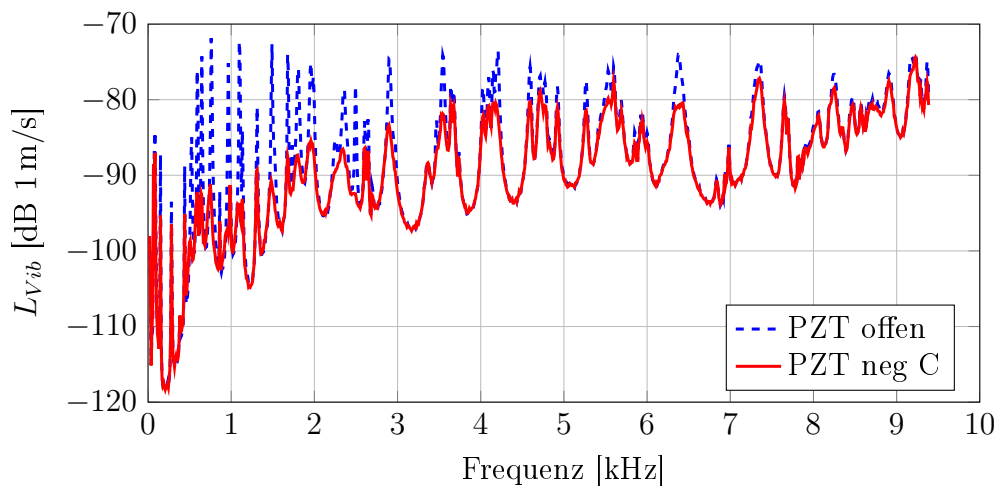
Gegenüber den in Kapitel 2.4.2.2 zitierten Literaturstellen, in denen jeweils nur ein einziges piezoelektrisches Element zur Schwingungsdämpfung genutzt wurde, wird eine Erweiterung

vorgenommen. 24 Aktoren, angeschlossen an je ein individuelles negatives Kapazitätsnetzwerk, bewirken die Dämpfung des Blattes, so daß ein Großteil der Fläche mit piezoelektrischen Wandlern abgedeckt ist. Ein Foto des Sägeblattes ist in Abbildung 2.24 mit den applizierten Piezokeramiken zu sehen. Aufgrund der geringen elektrischen Versorgungsleistung bot sich die autarke Umsetzung des Systems mit Energiegewinnung durch die Rotation der Struktur mittels eines eigens entworfenen Generators selbst an. Der genaue Aufbau kann [55] entnommen werden.



**Abbildung 2.24.:** Stahlscheibe mit applizierten Piezokeramiken

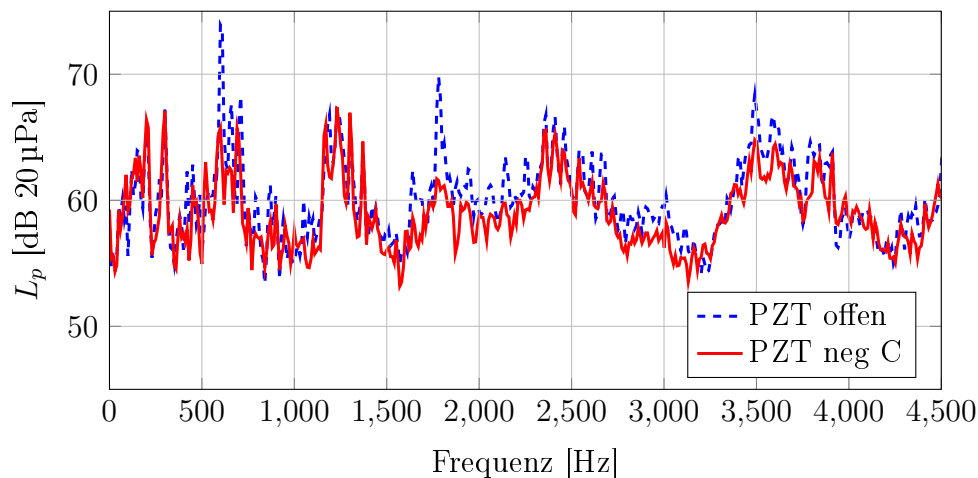
Bei der Vermessung des Systems ohne Rotation konnten die bereits in 2.4.2.2 dargelegten Ergebnisse reproduziert werden. Zudem ist anhand von Abbildung 2.25 zu erkennen, daß, verglichen mit [9], bei höheren Frequenzen Amplitudenreduktionen in der Vibration erreichbar und meßbar sind. Selbst bei 6 kHz ist noch eine Halbierung der Schwingungsamplitude möglich, erst bei noch höheren Frequenzen läßt die Wirkung nach.



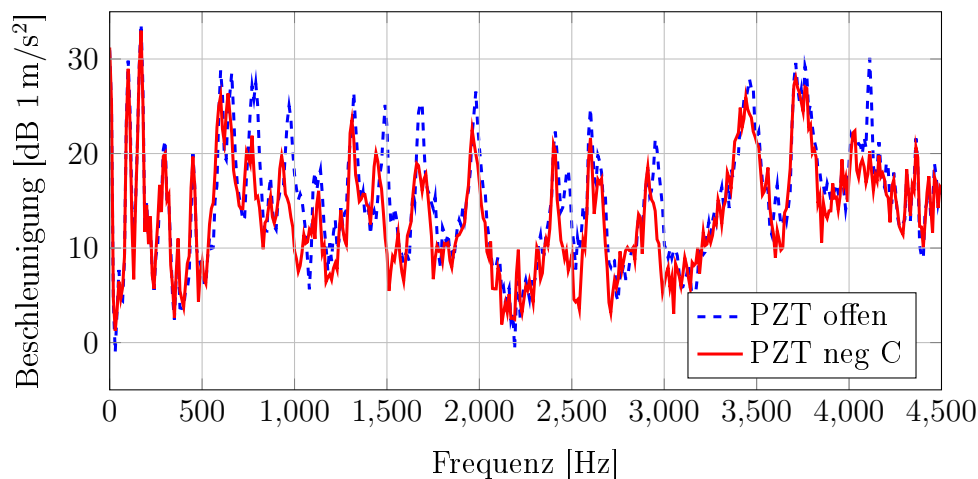
**Abbildung 2.25.:** Gemittelte Strukturschnelle gedämpfte Kreisscheibe ohne Rotation

In Rotation lassen sich diese Resultate jedoch nicht reproduzieren. Hier fallen die erreichbaren Dämpfungen weitaus geringer aus. Dies trifft sowohl auf den Schalldruck in Nähe der Scheibe als auch das Vibrationsspektrum zu, wie in Abbildung 2.26 und 2.27 dargestellt.

Eine Reduktion der Pegel an den Eigenfrequenzen des Stammblattes ist festzustellen, allerdings fällt diese mit z.B. etwa 8 dB bei 1800 Hz im Schalldruckspektrum geringer aus, als im nicht rotierenden System, wo bis zu 20 dB erreicht werden konnten. Die Situation im Beschleunigungsspektrum ist vergleichbar. Insbesondere fällt auf, daß die Amplitudenreduktionen im Vergleich zum Spektrum ohne Rotation in Abbildung 2.25 nur noch an einzelnen Eigenfrequenzen überhaupt meßbar sind und nicht über das gesamte Spektrum. Während diese Tatsache für das Schalldruckspektrum noch mit unvermeidbaren Störschallquellen der Werkzeugmaschine, wie z.B. Motor- und Getriebegeräuschen, die die Schallemission des Stammblattes maskieren, erklärbar wäre, müßte die Amplitudenreduktion durch die negativen Kapazitätsnetzwerke zumindest im Beschleunigungsspektrum zu sehen sein. Da dies nicht der Fall ist, ist davon auszugehen, daß die Rotation des Sägeblattes in irgendeiner Form die Netzwerke so beeinflusst, daß deren Dämpfungswirkung stark abfällt.



**Abbildung 2.26.:** Schalldruckspektrum gedämpfte Kreisscheibe in Rotation

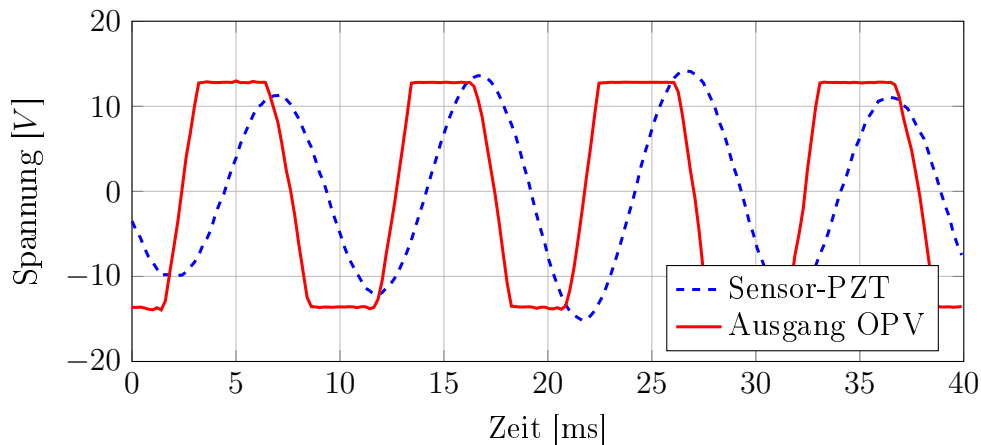


**Abbildung 2.27.:** Beschleunigungsspektrum gedämpfte Kreisscheibe in Rotation

Als Ursache dafür stellte sich heraus, daß die Kreisscheibe bei der Betriebsdrehzahl eine Vibrationseigenform bei 100 Hz aufweist, die durch eine Verkipfung der Scheibe gekennzeichnet ist. Da die genannte Betriebsdrehzahl bei 3000  $U/min$ , d.h. einer Drehfrequenz von 50 Hz, liegt, führt die erste Harmonische der Drehzahl zu einer starken Anregung der

Vibrationseigenform bei 100 Hz. Die starke Vibration ist auch im Spektrum in Abbildung 2.27 mit Pegeln bis 30 dB am linken Rand deutlich erkennbar.

Durch den direkten Piezoeffekt treten an den piezoelektrischen Elementen auf der Stahlscheibe bei den hohen Vibrationsamplituden erwartungsgemäß auch entsprechend hohe elektrische Spannungen auf. In Abbildung 2.28 ist der Spannungsverlauf an einem piezoelektrischen Element bei der vorhandenen Anregung anhand der blauen Kurve zu sehen. Mit einer Periodendauer von 10 ms korreliert die Kurve mit der vorab geäußerten These einer Strukturschwingung bei 100 Hz.



**Abbildung 2.28.:** Übersteuerung der OPV im Netzwerk

In rot ist in der gleichen Abbildung die Ausgangsspannung eines Operationsverstärkers der negativen Kapazitätsnetzwerke abgebildet. Zu erwarten wäre bei linearer Übertragung, daß diese Kurve ebenfalls einem Sinus gleicher Frequenz wie die des Sensor-PZT ähnelt, nur eben mit höherer Spannung. In der Tat ist die Ausgangsspannung jedoch eher rechteckförmig. Zurückzuführen ist dies auf die begrenzte Versorgungsspannung der Operationsverstärker von  $\pm 15V$ , so daß die Ausgangsspannung auf ca.  $\pm 13V$  limitiert ist. Dies deckt sich mit den im Datenblatt angegebenen Werten zum verbauten Operationsverstärker vom Typ LM324 [70].

Diese durch zu hohe mechanische Schwingungsamplituden hervorgerufene Übersteuerung der in den negativen Kapazitätsnetzwerken verbauten Operationsverstärker ist der Grund für die fehlende Dämpfungswirkung in Rotation. Im Stillstand des Systems wird die 100 Hz Schwingung nicht angeregt, so daß die Dämpfung wesentlich höher ausfällt.

Neben der Beschränkung der elektrischen Spannungsamplitude spielt bei der Verwendung der negativen Kapazität auch deren Betrag eine wesentliche Rolle für die erreichbaren Amplitudenreduktionen, wie aus dem Ersatzschaltbild in Abbildung 2.21 sowie dem Verlauf der Impedanz in Abbildung 2.22 hervorgeht. Dabei ist offensichtlich, daß der Betrag der negativen Kapazität dem der intrinsischen Kapazität des piezoelektrischen Elementes entsprechen muß, um eine möglichst effiziente Dämpfung zu erreichen, da in dem Fall die Impedanz reell ist.

Für die Versuche an der Stahlscheibe wurden deshalb Potentiometer auf der Leiterplatte verbaut, mit denen die manuelle Einstellung der negativen Kapazität vorgenommen wurde. Wie in Kapitel 3.4.4 noch genauer dargelegt wird, ist jedoch die elektrische Stabilität der Schaltung zu beachten, deren Grenze exakt durch die bestmögliche erreichbare Dämpfung

definiert wird. Insofern kann die Wahl des Betrages der negativen Kapazität vor dem Einsatz der Schaltung jedoch nur ein Kompromiß zwischen möglichst effizienter Dämpfung und der Vermeidung der Instabilität der Schaltung sein, da durch die manuelle Einstellung keine Einflußnahme im Betrieb mehr möglich ist. Da die Instabilität in jedem Fall zu vermeiden ist, da so Energie in die zu dämpfende Struktur eingebracht wird, ist stets ein ausreichender Sicherheitsabstand des Betrages der negativen Kapazität zur Instabilitätsgrenze zu wahren. Dadurch wird jedoch die durch die Schaltung mögliche Reduktion der Schwingungsamplitude spürbar geringer.

### 2.5.2. Schlussfolgerungen für den Einsatz

Zusammenfassend aus Kapitel 2.4 und 2.5 läßt sich feststellen, daß eine Reduktion der Amplituden von Strukturschwingungen mittels piezoelektrischer Elemente und elektrischer Netzwerke möglich ist. Insbesondere die negative Kapazitätsschaltung sticht hervor, da sie experimentell nachgewiesene Reduktionen von über 20 dB der Vibrationsamplitude offeriert. Insofern stellt sie eine aussichtsreiche Möglichkeit für die Beruhigung von schwingenden Plattenstrukturen an technischen Geräten dar.

Dem steht jedoch die Tatsache gegenüber, daß diese Dämpfungswirkung mit der bisherigen Technik nur bei vergleichsweise geringen Schwingungsamplituden nutzbar ist, da die elektronischen Komponenten andernfalls übersteuern. Zusätzlich reagiert die negative Kapazität sehr sensibel auf Änderungen ihres Betrages gerade an der Stelle der besten Dämpfungswirkung und kann aus Gründen der Stabilität nicht in diesem Punkt betrieben werden. Diese Merkmale bilden eine Herausforderung für die weitere Anwendung der Schaltung.

Neben diesen, die negative Kapazitätsschaltung selbst betreffenden Punkten, ist festzustellen, daß, bis auf die wenigen in Kapitel 2.4.3 genannten Veröffentlichungen, keine tiefergehenden Arbeiten vorhanden sind, die sich mit der Auswirkung der Dämpfung mittels elektrischer Netzwerke auf die akustischen Eigenschaften von Strukturen befassen. Zudem beschränken sich die genannten Arbeiten auf idealisierte Fälle in eindimensionalen akustischen Kanälen und einzelne Frequenzen.

Des Weiteren gibt es keine Arbeiten in der einschlägigen Literatur, in der Strukturen mit mehreren piezoelektrischen Elementen gedämpft werden, wobei jedes Element selbst mit einer individuellen negativen Kapazitätsschaltung verbunden wurde. Insofern ist die Frage ungeklärt, wie sich Anzahl, Fläche und Anordnung der piezoelektrischen Elemente in der Praxis auf die erreichbare Schall- und Schwingungsreduktion und deren Frequenzbereich auswirken.

Aufgrund der nachgewiesenen Potentiale der negativen Kapazität erscheint eine weitergehende Untersuchung dieses Konzeptes zur Schwingungsdämpfung angebracht. Angesichts der fortschreitenden Miniaturisierung elektronischer Komponenten und der geringen Abmessungen von flächigen piezoelektrischen Aktoren (siehe Abbildung 2.9), die auch direkt bei der Herstellung von Faserverbundleichtbaustrukturen mit integriert werden können, ist davon auszugehen, daß derartige Dämpfungssysteme leichtbaugerecht umgesetzt werden können. Dies könnte dazu genutzt werden, die ungünstigen Schwingungs- und Schallabstrahlcharakteristiken von Leichtbaustrukturen zu kompensieren.



Dazu sind die in der Literatur bzw. die in den eigenen Versuchen bisher genutzten negativen Kapazitätsschaltungen nicht in der Lage, da sie weder die erwartbaren Schwingungsamplituden vertragen, noch die Robustheit aufweisen, um längere Zeit ohne Wartung im Einsatz sein zu können. Des Weiteren ist rein intuitiv davon auszugehen, daß die Platzierung, d.h. Anzahl, Fläche und Anordnung der piezoelektrischen Elemente mit den Netzwerken einen nicht zu vernachlässigenden Einfluß auf die Güte der Dämpfung aufweisen. Darüber hinaus ist die Frage ungeklärt, ob sich die zielgerichtete Anordnung der piezoelektrischen Elemente nutzen läßt, den Fokus entweder auf die Verringerung der Schwingungsamplitude oder der abgestrahlten Schalleistung zu legen.

Aus den vorgenannten Gründen ist es erforderlich, die bereits im Überblick der Arbeit in Kapitel 1.3 genannten Maßnahmen durchzuführen, um die eingangs formulierte These zu erfüllen. Der Vollständigkeit halber werden diese Maßnahmen hier noch einmal stichpunktartig genannt.

1. Erhöhung der Amplitude der Ausgangsspannung der negativen Kapazität zur Ausnutzung des vollumfänglichen Bestriebsspannungsbereiches piezoelektrischer Elemente
2. Robustheitssteigerung der negativen Kapazität durch adaptive Betriebspunkteinstellung
3. Untersuchung der Auswirkungen von Anzahl, Fläche und Anordnung der piezoelektrischen Elemente auf die erreichbare Reduktion der Schwingungsamplitude bzw. Schalleistung sowie der Möglichkeit der zielfunktionsbasierten Anpassung der Anordnung

In den folgenden Kapiteln wird dabei zunächst die negative Kapazitätsschaltung selbst hinsichtlich ihres Betriebsspannungsbereiches und der Robustheit gegenüber des Arbeitspunktes verbessert. Anschließend erfolgt die Betrachtung der Platzierung der piezoelektrischen Elemente, d.h. wie sich Anzahl, Fläche und Anordnung auf die erreichbare Reduktion von Schalleistung und Schwingungsamplitude auswirken.



# 3. Adaptive negative Kapazität für hohe Betriebsspannung

## 3.1. Zielstellung und Vorgehen

Gemäß der Feststellung in Kapitel 2.5.2 ist für die Verwendbarkeit der negativen Kapazitätsschaltung zur Schall- und Schwingungsreduktion an Leichtbaustrukturen eine Erweiterung und Verbesserung der Funktionalität erforderlich. Die zentralen Punkte beinhalten die Vergrößerung des Spannungshubes des Ausgangs der Elektronik und die Sicherstellung der Robustheit des Systems im Einsatz in Bezug auf den Arbeitspunkt. Beide Aspekte der Verbesserung der negativen Kapazitätsschaltung werden aus diesem Grund im Folgenden näher behandelt.

Durch die Verwendung spannungsfesterer Halbleiter soll eine sowohl höhere, als auch asymmetrische Ausgangsspannung des Systems erreicht werden. Dadurch können in den Piezoaktoren größere elektrische Feldstärken erzeugt werden, wodurch eine Schwingungsberuhigung auch bei größeren Schwingungsamplituden möglich wird.

Die Robustheitserhöhung beinhaltet die adaptive Überwachung der Eigenschaften des kombinierten Systems aus Struktur und Netzwerk sowie die selbsttätige Anpassung bei veränderten Parametern. Dabei wird ein Verlassen des jeweils optimalen Betriebspunktes vermieden, so daß das Netzwerk stets angepaßt und im stabilen Bereich arbeiten kann.

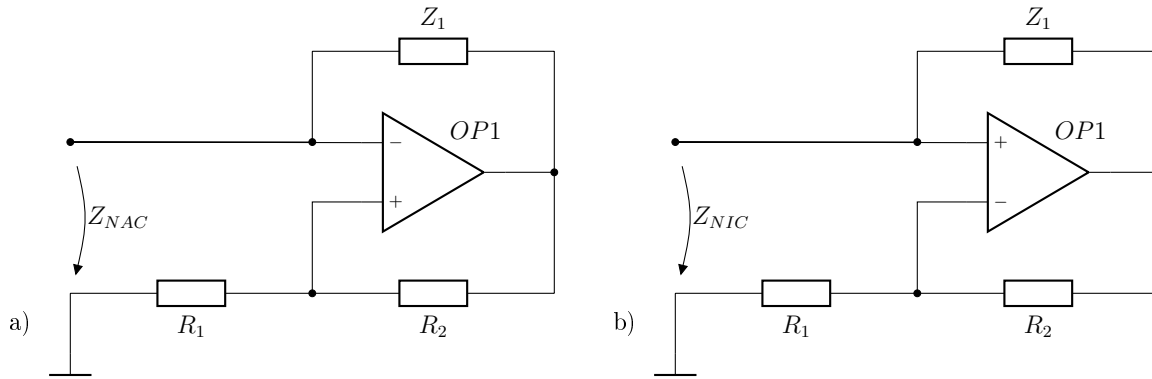
Die beiden genannten Aspekte der Funktionsverbesserung werden zunächst einzeln für sich betrachtet, um ein Konzept für die Umsetzung des jeweiligen Ziels zu erstellen, die notwendigen mathematischen Zusammenhänge aufzustellen und eine Schaltungstopologie für die Umsetzung in elektrische Hardware abzuleiten. Im Anschluß werden Prototypen entwickelt und aufgebaut, mit denen die experimentelle Validierung der Konzepte erfolgen kann.

Aus Gründen der Konzentration auf das Verhalten der verbesserten negativen Kapazitätsschaltungen an sich kommt für die Versuche mit einem einseitig eingespannten, schwingenden Balken eine Struktur mit einfacher, bekannter Strukturmechanik zum Einsatz. Zudem wird bewußt stets nur eine einzige negative Kapazitätsschaltung verwendet, um Änderungen am dynamischen Verhalten des Balkens exakt zuordnen zu können.

Zum Abschluß werden die beiden, zunächst einzeln betrachteten Aspekte der negativen Kapazitätsschaltung - Hochspannungstauglichkeit und Robustheitssteigerung - in einer Schaltung vereint.

### 3.2. Betrachtung der Grundsaltung

In der in Kapitel 2.4.2 zitierten Literatur wird die negative Kapazität stets mit Hilfe von Operationsverstärkern als aktives Netzwerk erzeugt. Zum Einsatz kommen dafür Schaltungen, die in der Lage sind, das Vorzeichen einer gegebenen elektrischen Impedanz zu wechseln, sogenannte negative Impedanz- oder Admittanzkonverter (NIC und NAC). Die Grundsaltungen von NAC und NIC nach [52] Kapitel III.71 sind in Abbildung 3.1 a) und b) dargestellt.

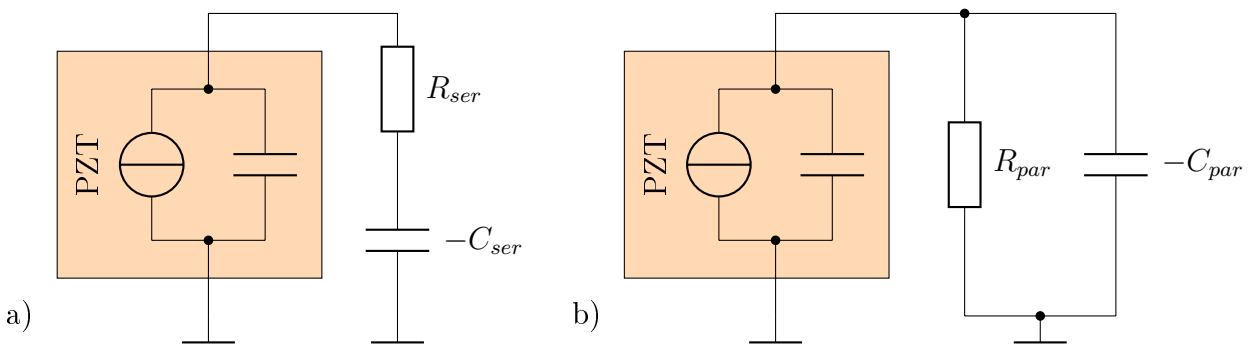


**Abbildung 3.1.:** Prinzipschaltbild des NAC (a) und NIC (b)

Der Unterschied zwischen NAC und NIC besteht im Vertauschen des invertierenden und nichtinvertierenden Eingangs des OPVs  $OP1$  in Abbildung 3.1 zwischen a) und b). Hinsichtlich der Eingangsimpedanz besteht kein Unterschied, jedoch unterscheiden sich die Schaltungen im Stabilitätsverhalten. Nach [52] ist der NIC stabil bei geringer äußerer Impedanz, während der NAC stabil gegen hohe äußere Impedanzen ist. Die Eingangsimpedanz für beide Schaltungen berechnet sich nach folgender Gleichung:

$$Z_{NAC} = Z_{NIC} = -Z_1 \frac{R_1}{R_2} \quad (3.1)$$

In dem Fall, daß für die Impedanz  $Z_1$  eine Kapazität verwendet wird, lassen sich mittels NIC oder NAC synthetische negative Kapazitäten erzeugen, wie sie zur Kompensation der intrinsischen Kapazität des piezoelektrischen Elements benötigt werden.



**Abbildung 3.2.:** Serielle (a) und parallele (b) negative Kapazität

Unterschieden werden die serielle und parallele Variante, je nachdem, ob der zur Dissipation der elektrischen Energie genutzte ohmsche Widerstand parallel oder in Reihe zur negativen Kapazität geschaltet wird, wie in Abbildung 3.2 a) und b) prinzipiell dargestellt. Dabei wird aus den genannten Stabilitätsgründen für die serielle negative Kapazität der NAC verwendet, für die parallele Schaltung der NIC [15]. Dies hängt mit der Impedanz des piezoelektrischen Elementes zusammen, die bei niedrigen Betriebsfrequenzen aufgrund des kapazitiven Charakters gegen unendlich geht. Daher muß eine serielle negative Kapazität gegen sehr hohe Impedanzen bei niedrigen Frequenzen stabil sein, weswegen der NAC verwendet wird. Für die parallele Variante ist bereits mit dem Parallelwiderstand eine Minimalimpedanz vorgegeben, so daß hier der NIC zum Einsatz kommt.

Hilfreich an der Schaltung von NAC und NIC nach Abbildung 3.1 ist der Umstand, daß sich der Betrag der negativen Kapazität über das Widerstandsverhältnis aus  $R_1$  und  $R_2$  ändern läßt. Diese Tatsache wird in Kapitel 3.4 genutzt.

Da der aktive Kern des NIC bzw. NAC, die zur Erzeugung der negativen Kapazitäten in Abbildung 3.2 genutzt werden, durch einen Operationsverstärker gestellt wird, ist offensichtlich, daß dessen maximale Ausgangsspannung einerseits durch seine eigene Spannungsfestigkeit und andererseits durch die zur Verfügung stehende Versorgungsspannung limitiert wird.

### 3.3. Hochspannungstaugliche negative Kapazitätsschaltung

#### 3.3.1. Betrieb von Piezokeramiken mit OPV

Für die optimale Ausnutzung der piezoelektrischen Elemente ist es erforderlich, daß ein möglichst großer Bereich der elektrischen Feldstärke, in dem die Keramik betrieben werden kann, auch ausgenutzt wird. Wie in Kapitel 2.3.2 dargelegt, werden dafür elektrische Feldstärken zwischen  $-500 \text{ V/mm}$  bis zu  $2000 \text{ V/mm}$  für einen optimalen Betrieb benötigt.

Eine beispielhafte, übliche Keramikdicke kommerzieller flächiger Piezoaktoren (DuraAct™) sind  $0,2 \text{ mm}$ . Daraus ergibt sich ein Betriebsspannungsbereich laut Datenblatt [53] von  $-100 \text{ V}$  bis  $+400 \text{ V}$ , um die geforderten elektrischen Feldstärken zu erreichen. Es ist auf diese Weise leicht ersichtlich, daß derartige Werte mit Standardbauteilen nicht erreicht werden können.

Mit der Ausgangsspannung von Standardoperationsverstärkern von  $\pm 15 \text{ V}$  (z.B. LM324, TL081 und ähnliche) wird der genannte Betriebsbereich nur zu 6% ausgenutzt. Das ist der Grund für die in 2.5.1 gezeigte Leistungseinbuße bei der Bedämpfung des Sägeblattes durch die Begrenztheit der Ausgangsspannung.

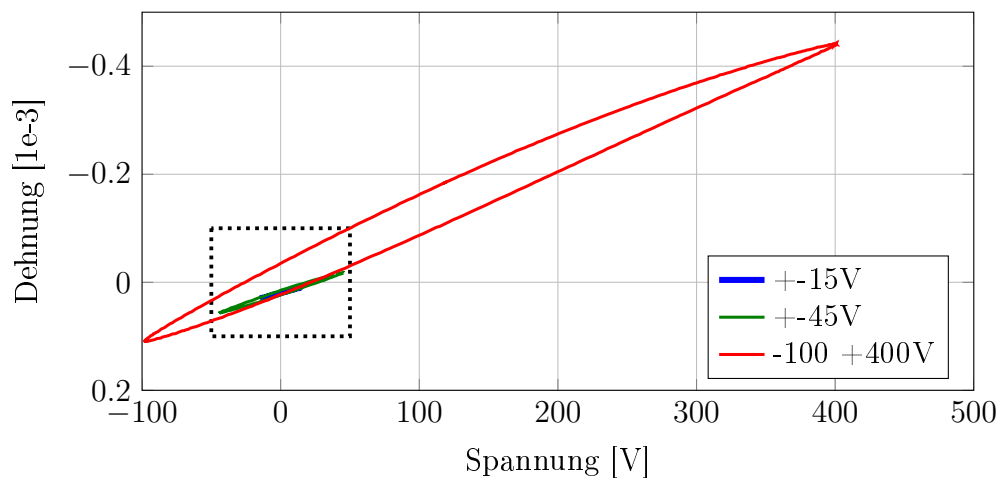
Einen direkten Ausweg unter Beibehaltung der Spannung böte die Verringerung der Keramikdicke, so daß die erforderlichen elektrischen Feldstärken in der Keramik auch mit geringerer Betriebsspannung erreicht werden können. Dies würde jedoch einer Stapelung der Keramiken bedürfen, um die gleiche Gesamtschichtdicke zu erreichen, die für die erforderliche Krafteinleitung in die Struktur benötigt wird. Um bei dem Beispiel zu bleiben, bedürfte es 27 Schichten mit einer Dicke von  $7,5 \mu\text{m}$ , um  $2000 \text{ V/mm}$  bei  $\pm 15 \text{ V}$  bei einer Gesamtdicke von  $0,2 \text{ mm}$  Piezokeramik zu erreichen. Eine solche Struktur ist praktisch kaum zu fertigen und wäre sehr teuer in der Herstellung.

Eine andere Lösung ergibt sich aus der Bereitstellung der elektrischen Felder durch Erhöhung der Ausgangsspannung der negativen Kapazität durch Nutzung anderer OPV. Tabelle 3.1 zeigt eine Übersicht über gebräuchliche Typen an OPV, deren Betriebsspannungen und die damit maximal mögliche Aussteuerung einer 0,2 mm dicken Piezokeramik.

**Tabelle 3.1.:** Aussteuerung der Piezoaktoren mit verschiedenen Operationsverstärkern

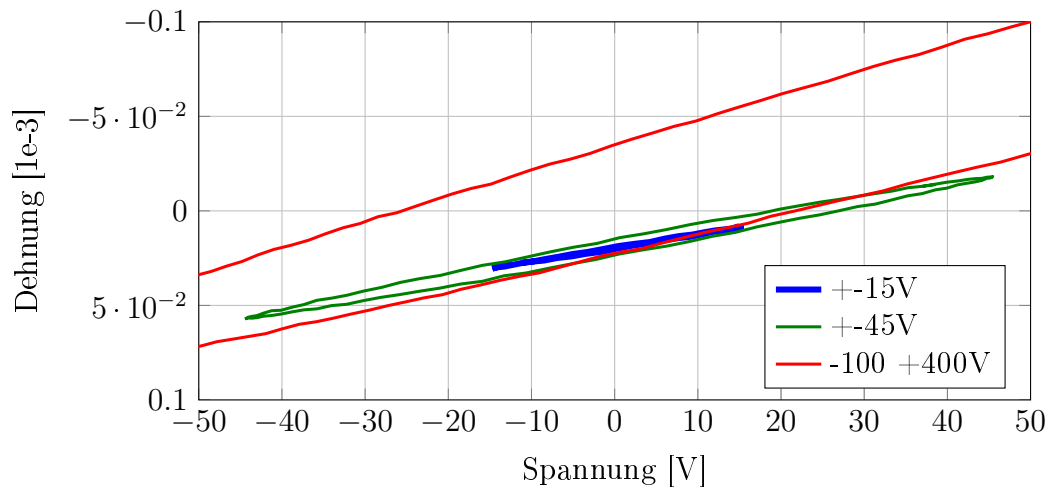
OPV Typ	Betriebsspannung [V]	maximale Aussteuerung
LM324 und vergleichbare	$\pm 15$	6%
OPA445	$\pm 45$	18%
PA98	$\pm 225$	90%
PA89	$\pm 600$	250%

Zur besseren Visualisierung der Dehnungsbereiche, die mit den genannten Ansteuerspannungen erschlossen werden können, zeigt Abbildung 3.3 gemessene Dehnungsdaten an einem piezoelektrischen Element mit 0,2 mm Keramikdicke für den Betrieb mit  $\pm 15$  V (LM324 und vergleichbare, blaue Kurve),  $\pm 45$  V (OPA445, grüne Kurve) sowie dem maximalen Aussteuerbereich  $-100/+400$  V (rote Kurve, einzig mit PA89 möglich).



**Abbildung 3.3.:** Gemessene Dehnungskennlinien für  $\pm 15$  V,  $\pm 45$  V und  $-100/+400$  V Betriebsspannung

Es ist anhand der nicht erkennbaren blauen Kurve offensichtlich, daß mit den Standardtypen nur ein verschwindend geringer Teil des Aussteuerbereiches nutzbar ist. In der Detailabbildung 3.4 ist anhand der blauen Kurve zu sehen, daß so nur eine Dehnung von ca.  $25 \mu\epsilon$ , d. h.  $0,0025\%$  erreicht werden kann. Etwas besser schneidet der OPA445 ab, obwohl auch dessen grün dargestellter Aussteuerbereich klein im Vergleich zum möglichen Betriebsbereich in der roten Kurve ist. Bei elektrischen Spannungen kleiner als  $-100$  V treten bereits erste Umpolarisationseffekte auf, so daß dieser Wert nicht unterschritten werden darf. Daraus folgt, daß die rote Kurve den maximal erreichbaren Dehnungsbereich der betreffenden Piezokeramik abbildet.



**Abbildung 3.4.:** Detail der Dehnungskennlinien im schwarz markierten Bereich von Abbildung 3.3

Wie zu erwarten, steigt die Aussteuerbarkeit mit der möglichen Betriebsspannung der Verstärker an. Während der OPA445 noch relativ klein und preiswert erhältlich ist, stellen die PA98 und PA89 Sonderbauformen für spezielle Anforderungen dar. Ein Einsatz dieser Typen scheidet jedoch aus, da sie teuer in der Anschaffung sind (PA89 ca. 610 Euro bei digikey [16], Stand Juli 2014) und vor allem die Gehäuseabmessungen keine leichtbaugerechte Miniaturisierung zulassen. Der PA89 ist z.B. ausschließlich in dem in Abbildung 3.5 dargestellten MO-127 Gehäuse erhältlich. Eine sinnvolle Integration der Elektronik in Leichtbaustrukturen scheidet mit Außenabmessungen von  $60 \times 40 \times 20$  mm und einer Masse von ca. 55 g definitiv aus.



**Abbildung 3.5.:** MO-127 Gehäuse des Apex PA89

Anhand der beispielhaften Betrachtung der Ansteuerung eines piezoelektrischen Elementes mit 0,2 mm Keramikdicke im vorangegangenen Kapitel 3.3.1 ist ersichtlich, daß weder die Verringerung der Keramikdicke, noch die Nutzung der Standardschaltung von NIC bzw. NAC zielführend sind. Aus dem Grund wird eine neuartige Schaltungstopologie entwickelt, die höhere Betriebsspannungen zur vollen Aussteuerung piezoelektrischer Elemente kostengünstig bei entsprechendem Potential zur späteren Miniaturisierung liefern kann.

### 3.3.2. Anforderungen an die hochspannungstaugliche negative Kapazitätsschaltung

Grundsätzlich wird das Konzept der hochspannungstauglichen negativen Kapazitätsschaltung bewußt so ausgelegt, daß es durch Adaption der Typen und Spannungsfestigkeiten der Bauteile sowie der Dimensionierung der entsprechenden Werte für verschiedene Spannungsniveaus adaptiert werden kann. Da jedoch ein Prototyp für den experimentellen Funktionstest im Rahmen dieser Arbeit entwickelt werden soll, ist die Auswahl eines Spannungsbereiches erforderlich.

Aufgrund des eingangs formulierten Zieles, Biegeschwingungen an Platten zu beruhigen, kommen hierfür am ehesten flächige piezoelektrische Elemente zur Anwendung. Typische Dicken der bereits zitierten DuraAct Flächenwandler sind 0,1 mm, 0,2 mm und 0,5 mm Dicke der Piezokeramik. Daraus resultieren Betriebsspannungen zwischen  $-50/+200$  V und  $-200/+1000$  V. Aufgrund der höheren Biegemomente, die dicke Keramiken in der Grundstruktur einleiten können, wäre die 0,5 mm Variante zu bevorzugen. Damit geht jedoch eine maximale Spannung von 1000 V einher, für die die hochspannungstaugliche negative Kapazitätsschaltung ausgelegt werden müßte. Aus Gründen der Verfügbarkeit spannungsfester Bauteile, ausreichender Isolationsabstände auf der Leiterplatte und damit verbundenem, großem Bauraum sowie Sicherheitsanforderungen im Umgang mit Hochspannung in diesem Niveau wird darauf verzichtet. Die dünne Keramik im Gegensatz dazu besitzt zwar die geringsten elektrischen Anforderungen, verspricht jedoch die geringste mechanische Leistungsfähigkeit.

Aus den genannten Gründen wird für die weitere Konzipierung der Schaltung der DuraAct P-876.A12 Piezo-Flächenwandler zugrunde gelegt, dessen wesentliche Parameter in Tabelle 3.3 gelistet sind.

**Tabelle 3.3.:** Merkmale des DuraAct P-876.A12 Flächenwandlers (siehe [53] bzw. [54])

Eigenschaft	Wert
Abmessungen Keramik	$50 \times 30$ mm
Dicke Piezokeramik	0,2 mm
Abmessungen Modul	$61 \times 35$ mm
Masse Modul	3,5 g
minimale Betriebsspannung	-100 V
maximale Betriebsspannung	400 V
intrinsische Kapazität $C_{PZT}$	90 nF $\pm 20\%$

Ein weiteres Kriterium ist der Ausgangsstrom der Schaltung. Dieser ist in erster Linie von der intrinsischen Kapazität  $C_{PZT}$  des piezoelektrischen Elementes, der Aussteuerung und der maximalen Betriebsfrequenz abhängig. Im Rahmen dieser Arbeit soll eine Vollaussteuerung eines piezoelektrischen Wandlers mit Standardgröße von  $30 \times 50$  mm und einer Kapazität von  $C_{PZT} \approx 100$  nF bis zu einer Frequenz von 1 kHz möglich sein. Daraus resultiert ein Spitzenausgangsstrom von  $I_{OPVmax} = 0,25$  A.



Alle eben genannten Spezifikationen sind übersichtshalber noch einmal in Tabelle 3.5 aufgelistet.

**Tabelle 3.5.:** Anforderungen für die adaptive hochspannungstaugliche negative Kapazität

Eigenschaft	Wert
minimale Ausgangsspannung	−100 V
maximale Ausgangsspannung	400 V
maximaler Dauerausgangsstrom	250 mA
Frequenzbereich mit Vollaussteuerung	0 – 1000 Hz
möglicher Bereich von $C_{PZT}$	50 – 200 nF
Maximalwert von $C_{PZT}$ für Vollaussteuerung bei $f = 1$ kHz	100 nF

### 3.3.3. Gestaltung der Spannungsversorgung

Da die Umpolarisation bereits bei geringeren Feldstärken als der Sättigungsfeldstärke einsetzt, können Piezokeramiken mit nur geringen negativen Spannungen beaufschlagt werden.

Ein Betrieb mit symmetrischer Spannung nutzt damit weniger als die Hälfte des Betriebsbereiches der piezoelektrischen Elemente aus. Im Betrieb der negativen Kapazität ist jedoch aus Gründen des Gleichspannungsbetriebspunktes des NAC bzw. NIC (siehe Abbildung 3.1) nur eine zum Massepotential symmetrische Aussteuerung des Ausganges möglich.

Zur Erzeugung eines Gleichspannungsoffsets wird die negative Versorgung gesplittet, so daß das piezoelektrische Element mit einer konstanten Vorspannung betrieben wird. Die Prinzipschaltung ist in Abbildung 3.6 dargestellt.  $U_p$  und  $U_n$  stellen hierbei die maximale und minimale Betriebsspannung des Elementes dar. Dieses wird gegen Massepotential (GND, engl. Ground) betrieben, was den Vorteil besitzt, daß es nur einen Hochspannungskontakt am piezoelektrischen Element gibt und mehrere Elemente massepotentialseitig parallel geschaltet werden können.

$U_m$  stellt genau den Mittelwert zwischen  $U_n$  und  $U_p$  dar und dient als Hilfsspannung für das Netzwerk. Dadurch kann sie als Bezugspotential benutzt werden, gegenüber dem eine symmetrische Ausgangsspannung des Netzwerkes die Erreichbarkeit des gesamten Betriebsbereichs des Netzwerkes ermöglicht, d. h. kein Gleichspannungsanteil zwischen der Ausgangs- und der Hilfsspannung vorliegt.

Im Fall der DuraAct Aktoren ist  $U_n = -100$  V,  $U_m = 150$  V und  $U_p = 400$  V. Damit kann eine Spannung von  $\pm 250$  V bezogen auf  $U_m$  den gesamten Betriebsbereich abdecken.

Spannungsversorgungen dieser Art lassen sich z. B. durch Sperrwandlerschaltungen umsetzen, die eine Eingangsgleichspannung beliebiger Höhe bei entsprechendem Aufbau des Übertragers in beliebige, auch galvanisch getrennte Spannungen umwandeln können. Genauere Ausführungen zur Gestaltung und praktischen Umsetzung der Spannungsversorgung sind im Anhang unter B.1 zu finden.

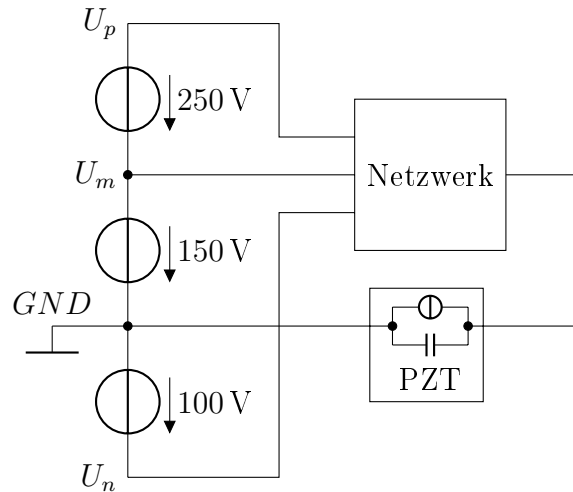


Abbildung 3.6.: Spannungsversorgung des Netzwerks

### 3.3.4. Hochspannungsgerechte Netzwerkgestaltung

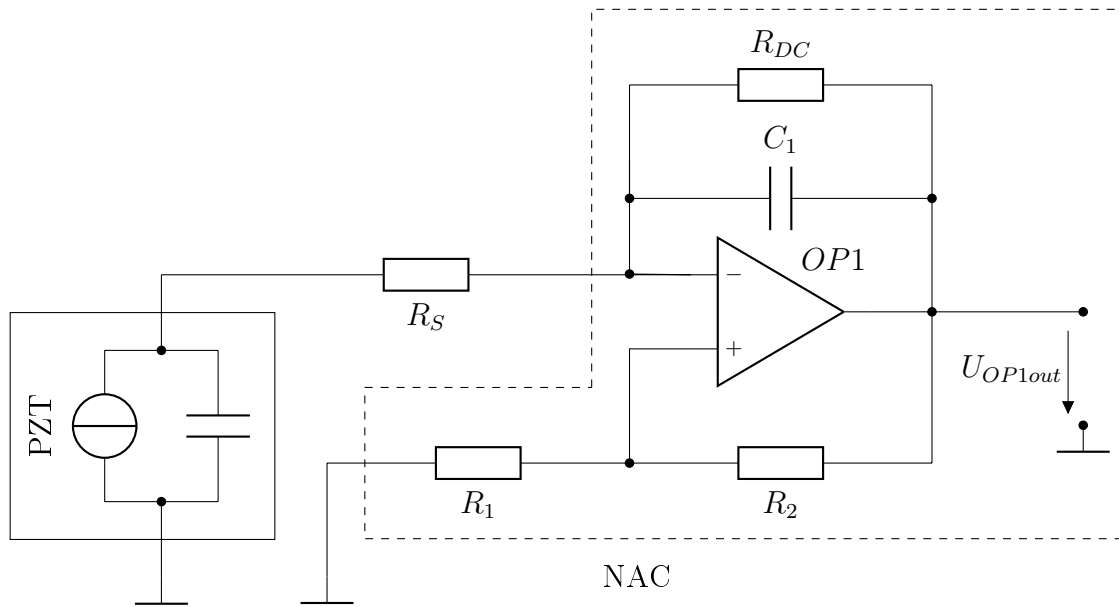
#### 3.3.4.1. Schaltungskonzept für Hochspannungstauglichkeit

Da ein direkter Betrieb der Piezoaktoren an kleinvolumigen und kostengünstigen Operationsverstärkern nur mit inkompatiblen Einschränkungen möglich ist, wird ein alternatives Konzept benötigt. Eine Möglichkeit besteht darin, einen Operationsverstärker aus einzelnen, für die erforderlichen hohen Spannungen geeigneten Bauteilen diskret aufzubauen. Dies ist zwar prinzipiell möglich, jedoch insofern nachteilig, da eine solche Schaltung nur mit viel Aufwand die Qualität kommerzieller Produkte erreichen kann. Aus diesem Grund bietet es sich an, konventionelle Standard-Operationsverstärker zu benutzen, die durch eine geeignete Außenbeschaltung den genannten Spannungsbereich abdecken können, ohne jedoch selbst mit diesen hohen Spannungen belastet zu werden.

Basis für die folgenden Betrachtungen ist die Schaltung der seriellen negativen Kapazität in Abbildung 3.7, die ebenfalls in den Vorversuchen in [58] verwendet wurde. Die in der Abbildung 3.7 gezeigte Schaltung stellt im Wesentlichen einen NAC dar (gestrichelt markiert), erweitert um einen Serienwiderstand  $R_S$ , an dem die Schwingungsenergie dissipiert wird. Die Impedanz  $Z_1$  wird hierbei aus  $R_{DC}$  parallel zu  $C_1$  gebildet.  $R_{DC}$  ist ein hoher ohmscher Widerstand (typisch  $> 1 \text{ M}\Omega$ ), der zur Sicherstellung des Gleichspannungsarbeitspunktes der Schaltung erforderlich ist. Bei OP1 handelt es sich um einen Standard-OPV mit einer Betriebsspannung von maximal  $\pm 15 \text{ V}$ .

Die Verwendung der seriellen negativen Kapazität (siehe Kapitel 2.4.2.2) ist nach [51] mit einem höheren Dämpfungsfaktor (loss factor, Fig. 4 in [51]) bei geringeren Frequenzen verbunden. Da die Leistung des Systems bei hohen Frequenzen ohnehin aufgrund der kleinräumigeren Moden nachläßt, wird dieser Typ für die folgenden Ausführungen verwendet.

Um die gesamte Betriebsspannungsamplitude des piezoelektrischen Elementes nutzen zu können, wird dem Operationsverstärker eine Endstufe nachgeschaltet, die die Ausgangsspannung des OPV auf den geforderten Bereich verstärkt. Eine Spannungsverstärkung von 25 sorgt dafür, daß bereits für  $U_{OP1out} = \pm 10 \text{ V}$  die benötigte Amplitude von  $U_{OPV} = \pm 250 \text{ V}$  symmetrisch zu  $U_m$  bereitgestellt wird. Da die Endstufe in dieser Anwendung de facto zum Operationsverstärker dazugehört, wird deren Ausgangsspannung folgend als  $U_{OPV}$  bezeich-



**Abbildung 3.7.:** Standardausführung der seriellen negativen Kapazitätsschaltung

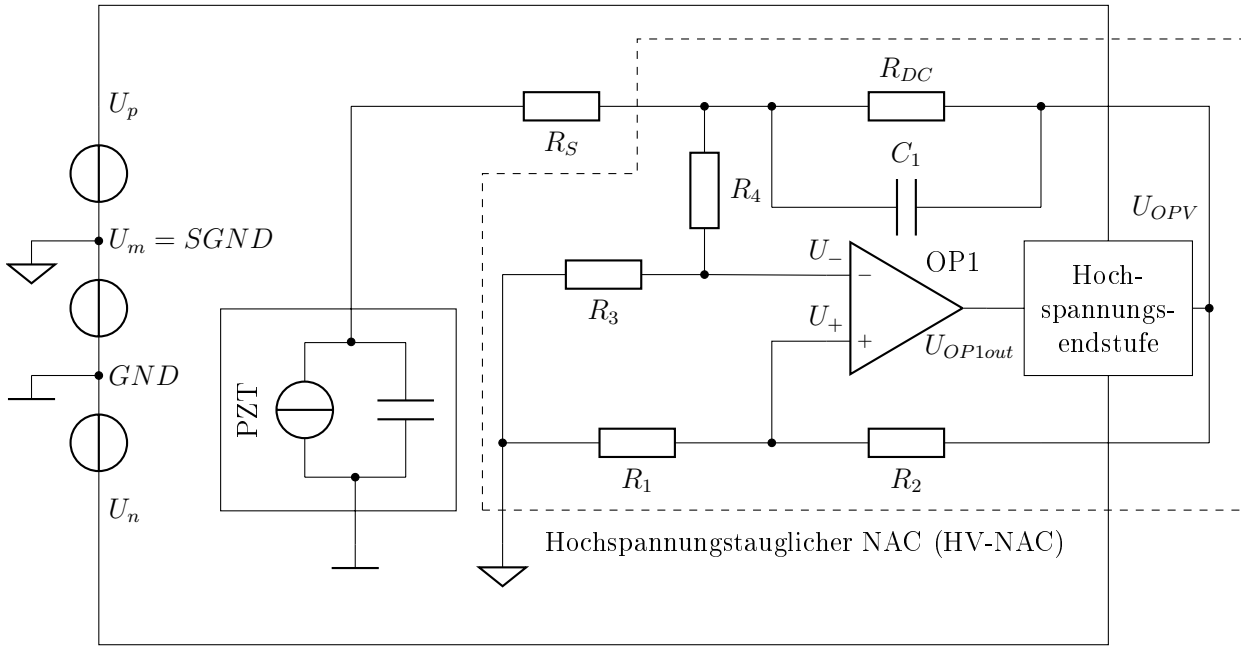
net. Da  $U_m$  das Bezugspotential für die Signale um den Operationsverstärker der negativen Kapazität darstellt, erhält es in den folgenden Abbildungen die Bezeichnung „signal ground“ (SGND).

Bei unveränderter Beschaltung der Eingänge des Operationsverstärkers wären die Spannungen außerhalb des tolerierbaren Bereiches. Der Grund dafür ist, daß sie im Wesentlichen vom Verhältnis von  $C_1$  und  $C_{PZT}$  abhängen. Im Hinblick auf eine ausreichende Wirkung der negativen Kapazität ist anzustreben, die Spannung am piezoelektrischen Element möglichst hoch zu wählen. Damit ist jedoch die Kompatibilität mit dem Eingangsspannungsbereich von Standard-OPV nicht zu gewährleisten.

Deshalb werden Spannungsteiler eingeführt, die die Spannungen soweit reduzieren, daß sie ebenfalls bei maximal  $U_+ = U_- = \pm 10\text{ V}$  liegen. Für den nichtinvertierenden Eingang ist dies durch Anpassung des Widerstandsverhältnisses aus  $R_1$  und  $R_2$  noch ohne Zusatzaufwand möglich. An der Stelle des invertierenden Eingangs ist, aufgrund der Forderung, daß zwischen  $R_S$  und  $C_1$  auch hohe Spannungen anliegen dürfen, das Hinzufügen eines zusätzlichen Spannungsteilers erforderlich. Dieser ist in Abbildung 3.8 mit den Widerständen  $R_3$  und  $R_4$  symbolisiert. Durch eine geeignete Wahl der Widerstände ist es möglich, daß die Spannung am invertierenden Eingang ebenfalls  $\pm 10\text{ V}$  nicht übersteigt, auch wenn die Spannung zwischen  $C_1$  und  $R_S$  bis zu  $\pm 250\text{ V}$  beträgt.

Eine Darstellung der Änderungen an der seriellen negativen Kapazitätsschaltung ist in Abbildung 3.8 gegeben. Die Hochspannungsendstufe ist in der Abbildung zunächst nur symbolisch dargestellt. In der praktischen Umsetzung handelt es sich dabei um eine Gegentaktenstufe, auf die in Kapitel 3.3.4.2 detailliert eingegangen wird.

Durch das Hinzufügen der Widerstände  $R_3$  und  $R_4$  zum NAC ändert sich dessen Übertragungsfunktion. Mit wenigen Änderungen zu Gleichung 3.1 läßt sich die Impedanz des gestrichelt markierten Bereichs in Abbildung 3.8 herleiten. Der Gleichspannungskoppelwiderstand  $R_{DC}$  ist in Gleichung 3.2 vernachlässigt. Praktisch ist sein Einfluß zudem bei üblichen Werten der Bauelemente (z. B.  $R_{DC} = 10\text{ M}\Omega$ ,  $C_{PZT} = 100\text{ nF}$ ,  $C_1 = 100\text{ nF}$ ) ab einer Frequenz von weniger als  $20\text{ Hz}$  nicht mehr von Bedeutung, da sein Widerstand bereits ab



**Abbildung 3.8.:** Serielle negative Kapazitätsschaltung mit Endstufe und Spannungsteiler

dieser Frequenz  $R_{DC}$  um den Faktor 100 größer ist als der kapazitive Blindwiderstand von  $C_1$ . In dem Fall, daß  $R_{DC}$  nicht vernachlässigt werden soll, ist der Term  $\frac{1}{j\omega C_1}$  von Gleichung 3.2 durch  $R_{DC} \parallel \frac{1}{j\omega C_1}$  zu ersetzen.

$$Z_{HV-NAC} = \frac{1}{j\omega C_1} \cdot \frac{R_1 R_3 + R_1 R_4}{R_1 R_4 - R_2 R_3} \quad (3.2)$$

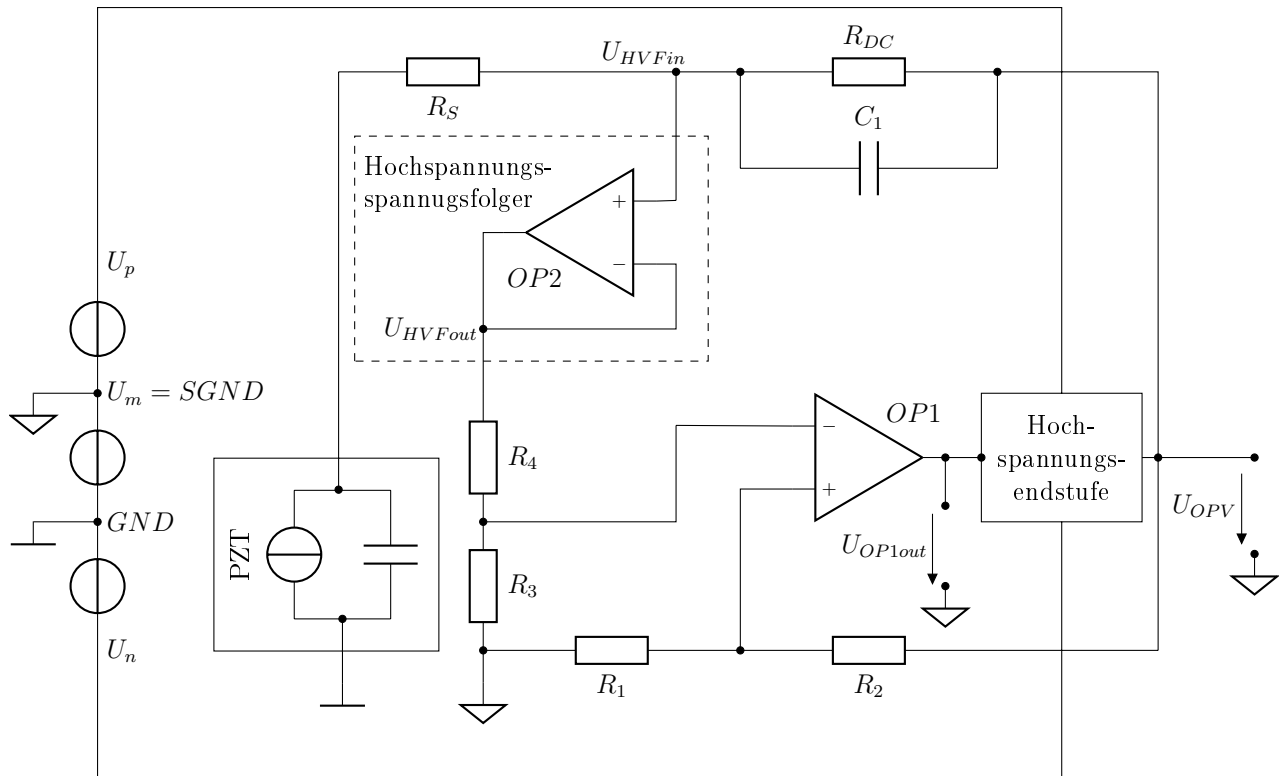
Für  $R_1 R_4 < R_2 R_3$  kann auf diese Weise ebenfalls eine negative Impedanz erreicht werden, deren Betrag sich über die Verhältnisse der Widerstände  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  und  $R_4$  einstellen läßt.

Direkt einsetzbar ist die in Abbildung 3.8 dargestellte Prinzipschaltung jedoch nicht. Der Grund dafür liegt, wie sich leicht erkennen läßt, darin, daß ein rein ohmscher Spannungsteiler, wie er mit  $R_3$  und  $R_4$  in Abbildung 3.8 gezeigt ist, den Gleichspannungsarbeitspunkt zwischen  $C_1$  und  $R_S$  gegenüber der Schaltung in Abbildung 3.7 verschiebt, da die drei Widerstände  $R_{DC}$ ,  $R_3$  und  $R_4$  einen Gleichspannungsteiler bilden.

Zur Vermeidung dieses Effektes sind drei Lösungen grundsätzlich denkbar. Einerseits können  $R_3$  und  $R_4$  betragsmäßig wesentlich höher als  $R_{DC}$  gewählt werden, damit sie gegenüber  $R_{DC}$  vernachlässigbar sind. Da  $R_{DC}$  typischerweise in einer Größenordnung von  $R_{DC} = 1..10 \text{ M}\Omega$  liegt, ist es im Hinblick auf die Eingangskapazität des invertierenden Eingangs von  $OP1$  wenig sinnvoll, einen rein ohmschen Spannungsteiler zu nutzen. Diese würde mit der hohen Impedanz des Spannungsteilers einen Tiefpaß bilden, dessen Trennfrequenz weit unterhalb der akustisch relevanten Frequenzen liegt. Unter der Maßgabe, daß der Gleichspannungsarbeitspunkt bei  $R_{DC} = 1 \text{ M}\Omega$  nur um 1 % verschoben wird, wäre eine Gesamtimpedanz von  $R_3 + R_4 = 100 \text{ M}\Omega$  erforderlich. Bei einer typischen Eingangskapazität des invertierenden Eingangs von  $C_{OP1-} \approx 5 \text{ pF}$  läge die Trennfrequenz bei gerade einmal 2 Hz und damit viel zu tief, als daß die negative Kapazität im erforderlichen Frequenzbereich funktionsfähig wäre.

Eine Erweiterung dieser Lösung wären zwei Kapazitäten  $C_3$  und  $C_4$  jeweils parallel zu  $R_3$  und  $R_4$ , so daß  $R_4/R_3 = C_3/C_4$  gilt. Auf diese Weise kann die für die Funktion der negativen Kapazität erforderliche Wechselspannungsimpedanz gegenüber der Gleichspannungsimpedanz wesentlich verringert werden, so daß parasitäre Kapazitäten, wie z.B.  $C_{OP1-}$ , nur einen vernachlässigbaren Einfluß haben. Nachteilig an dieser Variante ist, daß sowohl die Widerstände, als auch die Kondensatoren präzise auf das gewünschte Spannungsteilverhältnis abgestimmt werden müssen. Bei den Widerständen ist dies realisierbar, für die Kapazitäten jedoch ist die Anpassung weniger einfach. Zudem treten bei realen Kondensatoren Nichtlinearitäten und Temperaturabhängigkeiten wesentlich stärker auf, als dies von ohmschen Widerständen bekannt ist, insbesondere bei Keramik- und Elektrolytkondensatoren, siehe [33] bzw. [14].

Eine dritte, wenn auch aufwendigere Lösung für die Spannungsanpassung zum invertierenden Eingang von  $OP1$  besteht darin, den ohmschen Spannungsteiler aus  $R_3$  und  $R_4$  zu verwenden, wobei vor  $R_4$  ein Impedanzwandler angeordnet wird. Dessen Aufgabe ist es, die Spannung  $U_{HVF_{in}}$  (HVF von „High Voltage Follower“, englisch für Hochspannungs-Spannungsfolger) zwischen  $C_1$  und  $R_S$  mit vernachlässigbarem Eingangsstrom aufzunehmen und als  $U_{HVF_{out}}$  mit niedriger Impedanz auszugeben. Der wesentliche Vorteil dieser Möglichkeit besteht darin, daß das Spannungsteilverhältnis einzig durch  $R_3$  und  $R_4$  festgelegt werden kann. Der für den ohmschen Spannungsteiler notwendige Strom wird durch den Impedanzwandler geliefert, so daß die Widerstände so dimensioniert werden können, daß die parasitäre Eingangskapazität von  $OP1$  nur noch einen vernachlässigbaren Einfluß aufweist.



**Abbildung 3.9.:** Serielle negative Kapazitätsschaltung mit Impedanzwandler vor  $R_3$  und  $R_4$

Als Impedanzwandler genügt ein reiner Spannungsfolger, der den gesamten in Kapitel 3.3.2 geforderten Spannungsbereich abdecken kann. In Abbildung 3.9 ist diese Anordnung prinzipiell dargestellt, wobei der Impedanzwandler symbolisch durch den als Spannungsfolger geschalteten OPV *OP2* repräsentiert wird (gestrichelter Bereich). Tatsächlich handelt es sich dabei um einen Aufbau aus einem Standardoperationsverstärker mit umfangreicher Außenbeschaltung, auf den in Kapitel 3.3.4.3 genauer eingegangen wird.

### 3.3.4.2. Gestaltung der Hochspannungsendstufe

Im letzten Kapitel 3.3.4.1 wurde bereits dargelegt, daß die Hochspannungsendstufe die Ausgangsspannung des zentralen OPV *OP1* (siehe Abbildung 3.8) der negativen Kapazität von  $U_{OP1out} = \pm 10\text{ V}$  auf den gesamten Betriebsbereich verstärken soll. In dem betrachteten Fall beträgt dies  $U_{OPV} = \pm 250\text{ V}$  bezogen auf *SGND*, woraus, bezogen auf *GND*, der Spannungsbereich von  $-100\text{ V}$  bis  $400\text{ V}$  für das piezoelektrische Element resultiert.

Grundsätzlich kann hierfür jede Schaltung verwendet werden, die eine Spannungsverstärkung von mindestens 25 aufweist. Aus Gründen der Effizienz und der einfacheren Umsetzung ist es sinnvoll, dafür eine Gegentaktendstufe, bestehend aus zwei Feldeffekttransistoren, einzusetzen. Dabei wird ein Transistor als Quelle verwendet, um die Spannung am Ausgang zu erhöhen. Dieser ist entsprechend mit der positiven Versorgungsspannung  $U_p$  verbunden. Der zweite, mit  $U_n$  verbundene Transistor dient als Senke und verringert die Ausgangsspannung. Dadurch, daß jeder Transistor nur die Hälfte der Zeit leitet, läßt sich der Wirkungsgrad gegenüber einer Eintakt-A-Endstufe mit nur einem Transistor steigern, da nur ein Stromfluß stattfindet, wenn sich die Ausgangsspannung ändert. Mehr Informationen sind z.B. in [28] zu finden.

Unterschieden werden bei den Gegentaktendstufen noch der AB-Betrieb vom reinen B-Betrieb, siehe [28] S. 1. Bei letzterem ist bei fehlender Aussteuerung kein Stromfluß durch die Transistoren vorhanden, wodurch der Verstärker in dem Fall keinen Leistungsbedarf hat. Der AB-Betrieb vereint A- und B-Betrieb dahingehend, daß zwar zwei Transistoren vorhanden sind, diese jedoch einen nichtverschwindenden Ruhestrom aufweisen. Dieser geht zwar mit einem zusätzlichen Leistungsbedarf einher, verringert jedoch gleichzeitig die Verzerrungen.

Da im AB-Betrieb der Ruhestrom nur bei wenigen Prozent des Maximalstromes liegt, ist dieser aufgrund der geringeren nichtlinearen Verzerrungen zu präferieren. Bedingt durch die hohen Spannungen sind bei der Bauteil Auswahl die Grenzen der jeweiligen Elemente zu beachten. Da N-Kanal MOSFETs gegenüber P-Kanal MOSFETs mit wesentlich besseren Eigenschaften bei hohen Spannungen verfügbar sind, bietet es sich an, sie für beide Transistoren der Endstufe anstelle eines komplementären Paares einzusetzen. Das entsprechende Schaltungskonzept der Endstufe ist in Abbildung 3.10 mit den wesentlichen Bauteilen dargestellt.

Die beiden N-Kanal MOSFETs  $Q_1$  und  $Q_2$  stellen den eigentlichen Leistungsteil der Endstufe dar.  $Q_2$  bildet zusammen mit der Stromquelle  $I_1$  und  $R_3$  einen stromgegekoppelten Spannungsverstärker. Dabei reichen, je nach Drainstrom von  $Q_2$ , geringe Spannungsänderungen am Gate von  $Q_2$  aus, um den gesamten Bereich zwischen  $U_p$  und  $U_n$  zu überstreichen.  $Q_1$  ist als Sourcefolger geschaltet und dient als Stromverstärker für  $I_1$ . Er wird jedoch erst leitend, wenn der geforderte Ausgangsstrom, der zunächst nur über  $R_4$  fließt, an  $R_4$  einen Spannungsabfall erzeugt, der größer als die Gate-Source-Schwellspannung von  $Q_1$  ist. Über die Diode  $D_1$  kann der Ausgang als Senke wirken, sofern  $Q_2$  geöffnet wird.

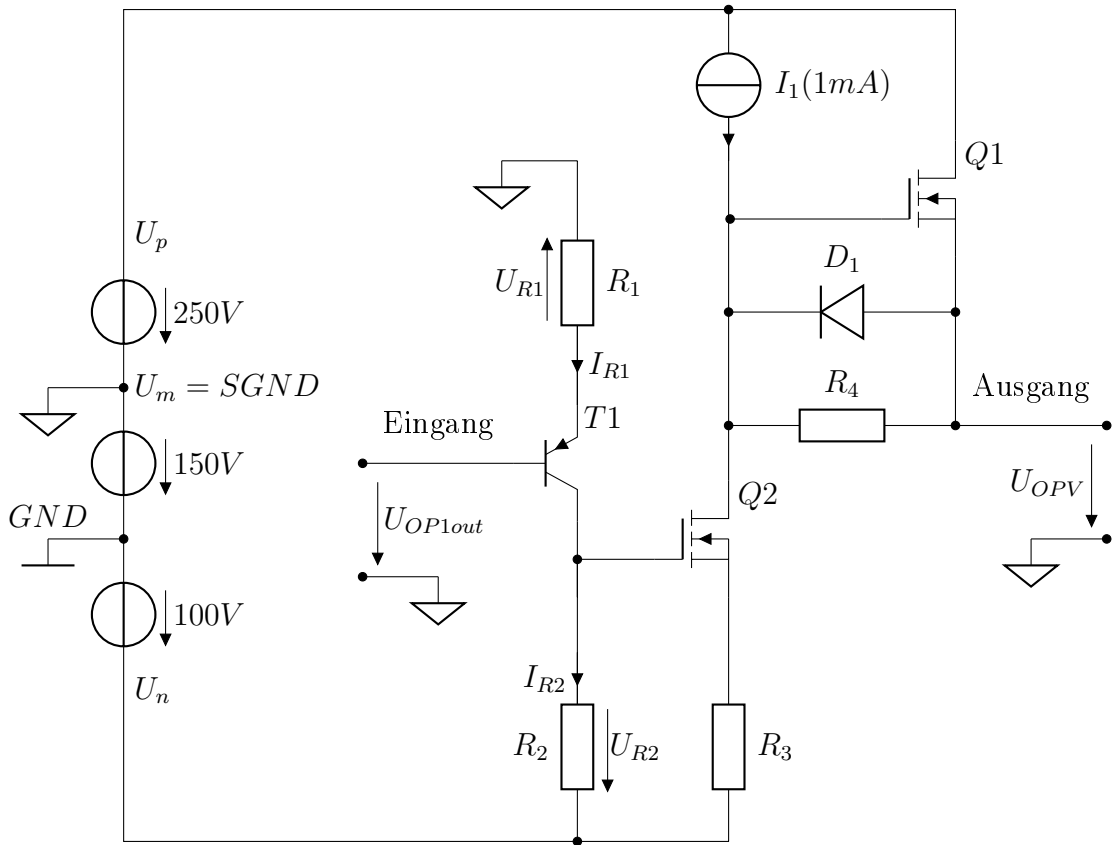


Abbildung 3.10.: Prinzipschaltbild der Hochspannungsendstufe

Eine zur Funktion der Endstufe wesentliche Baugruppe wird durch die Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  sowie den pnp-Transistor  $T_1$  gebildet. Sie stellen ebenfalls einen durch  $R_1$  stromgegengekoppelten Spannungsverstärker dar. Unter Vernachlässigung des Basisstroms von  $T_1$  gilt dabei, daß der Strom durch beide Widerstände gleich sein muß, d. h.  $I_{R1} = I_{R2}$ . Durch Einsetzen des ohmschen Gesetzes unter Beachtung der Zählpfeile in Abbildung 3.10 kann ein Zusammenhang zwischen den Spannungen an den Widerständen hergestellt werden.

$$\frac{U_{R1}}{R_1} = -\frac{U_{R2}}{R_2} \quad (3.3)$$

Durch Umstellen kann so die Spannung am Gate von  $Q_2$  in Abhängigkeit der Basisspannung von  $T_1$  berechnet werden. Mit der Vernachlässigung der Basis-Emitterspannung und unter der Voraussetzung, daß  $U_{R1} < 0$  mit dem gewählten Zählpfeil ist, kann die Spannung an  $R_1$  der Eingangsspannung gleichgesetzt werden, d. h.  $U_{R2} = U_{OP1out}$ . Damit kann Gleichung 3.3 nach  $U_{R2}$  umgestellt werden.

$$U_{R2} = -\frac{R_2}{R_1} U_{OP1out} \quad (3.4)$$

Es ist offensichtlich, daß für  $R_2 = R_1$   $U_{R2} = U_{OP1out}$  gelten muß. Damit bildet die Gruppe der drei Bauteile einen Levelshifter, der die Ausgangsspannung von OP1, die auf SGND referenziert ist, auf das Potential von  $U_n$  überträgt. Dadurch bildet diese Spannung ebenfalls die Gatespannung an  $Q_2$ .

Bei einem Strom von  $I_{R1} < 1 \text{ mA}$  und einer Spannung von  $U_{OP1out} > -10 \text{ V}$  ergibt sich  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ . In dem Fall, daß  $R_1 = R_2$  gilt, kann die Gatespannung an  $Q_2$  somit ebenfalls bis zu  $10 \text{ V}$  betragen, was zur vollen Aussteuerung des MOSFETs ausreichend ist. Mittels der Stromgegenkopplung des MOSFETs  $Q_2$  durch  $R_3$  ist zudem eine Kurzschlußfestigkeit von  $Q_2$  gewährleistet.

Der vollständige Schaltplan mit Erläuterungen ist im Anhang unter B.2 in Abbildung B.4 dargestellt.

### 3.3.4.3. Hochspannungs-Spannungsfolger als Impedanzwandler

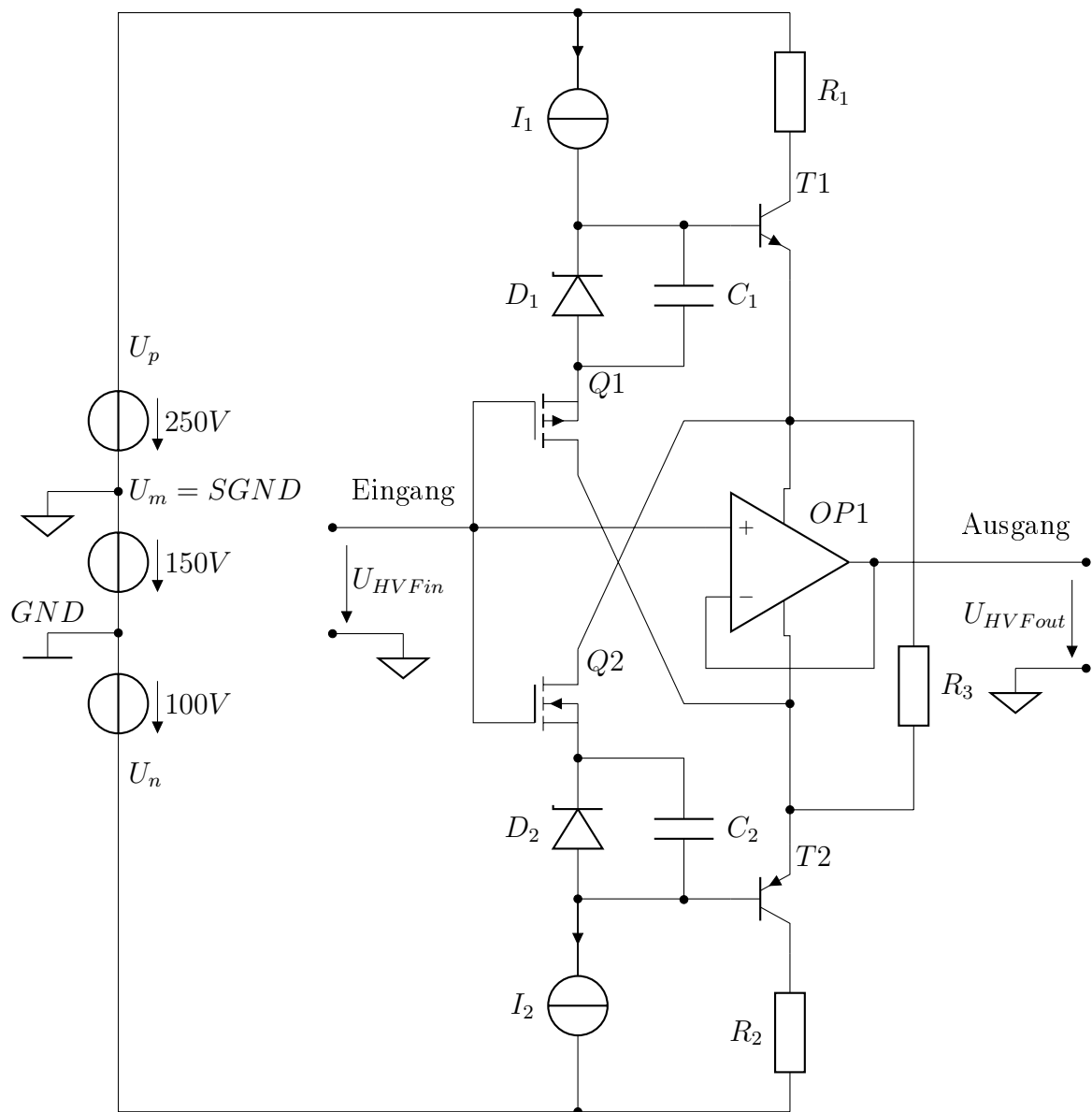
In Kapitel 3.3.4.1 wurde die Notwendigkeit des Impedanzwandlers zur Anpassung der Spannung am invertierenden Eingang von OP1 in Abbildung 3.9 bereits erwähnt. Aus Gründen der Übersicht ist er jedoch an dieser Stelle, seiner Funktion entsprechend, nur als ein OPV in Spannungsfolgerschaltung angedeutet. Tatsächlich läßt sich exakt diese Schaltung nur z. B. mit dem in Tabelle 3.1 erwähnten OPV Apex PA89 realisieren, da nur er über den erforderlichen Betriebsspannungsbereich verfügt. Da dieser jedoch aus den vorab genannten Gründen nicht eingesetzt werden kann, ist eine andere Lösung notwendig, welche nur mit einfachen Halbleitern oder Standard-OPV auskommen darf, um Bauraum, Masse und Kosten im Rahmen zu halten.

Von besonderem Interesse beim Konzeptentwurf einer solchen Baugruppe ist die Tatsache, daß der Eingang der Schaltung idealerweise einen unendlichen Eingangswiderstand sowohl für Gleich- als auch für Wechselspannung aufweisen sollte, um die Spannung  $U_{HVFin}$ , siehe Abbildung 3.9, nicht mit einem Stromfluß zu belasten und so zu verfälschen. Aus dem Grund darf erstens kein Gleichstrom in den Eingang des Impedanzwandlers fließen und zweitens sind parasitäre Kapazitäten, die sich auf die Wechselstrombilanz auswirken würden, auf ein Minimum zu beschränken.

Prinzipiell wäre für diese Anwendung ebenfalls ein Konstrukt, bestehend aus einem OPV, Levelshifter und Transistorstufe denkbar, wie es für die Hochspannungsendstufe vorgeschlagen wurde. Nachteilig an dieser Variante ist jedoch die Tatsache, daß sich der Operationsverstärker auf einem gleitenden Potential im Gegensatz zu Kapitel 3.3.4.2 befindet. Dieses Potential ist ausschließlich durch die Eingangsspannung des Impedanzwandlers  $U_{HVFin}$  festgelegt und darf nicht belastet werden, so daß bereits der geringe Strom für den Levelshifter nicht mehr abgedeckt werden könnte. Auch eine galvanisch getrennte Versorgung des OPV ist an dieser Stelle nicht zielführend, da diese ihr Referenzpotential ebenfalls nur durch  $U_{HVFin}$  erhält.

Eine elegante Lösung kann dadurch erreicht werden, daß die Versorgung des OPV für den Impedanzwandler durch ein komplementäres Paar von MOSFETs direkt aus den Betriebsspannungen  $U_p$  sowie  $U_n$  erzeugt wird. Dazu wird die Eingangsspannung  $U_{HVFin}$  an den Gates der MOSFETs angelegt. Durch eine Sourcefolgerschaltung beider MOSFETs ist somit die erste Impedanztransformation erreicht, so daß an den Sources bereits ein Strom entnommen werden kann. Hierbei ist durch die Isolation der Gates gewährleistet, daß die Eingangsspannung nicht mit einem Gleichstrom belastet wird. Wechselstromseitig wirken sich dabei nur die Gatekapazitäten auf  $U_{HVFin}$  aus. Da diese typischerweise jedoch mit einigen zehn Pico-farad ca. drei Größenordnungen kleiner als die Kapazitäten  $C_1$  bzw.  $C_{PZT}$  sind, können sie vernachlässigt werden. Das grundsätzliche Konzept dieser Schaltung ist in Abbildung 3.11 dargestellt.





**Abbildung 3.11.:** Prinzipschaltbild des Hochspannungs-Spannungsfolgers

Mit den beiden Zenerdioden  $D_1$  und  $D_2$  wird eine zusätzliche Vorspannung in Höhe der Durchbruchsspannung der Dioden zu  $U_{HVF_{in}}$  an den Verbindungen zu den Stromquellen  $I_1$  und  $I_2$  erzeugt. Diese Spannungen werden von den als Emitterfolgern geschalteten Transistoren  $T_1$  und  $T_2$  dem OPV  $OP1$  als Betriebsspannung zur Verfügung gestellt. Die Spannungsdifferenz zwischen den Versorgungsanschlüssen entspricht dabei der Summe der Zenerspannungen von  $D_1$  und  $D_2$  sowie den Schwellspannungen von  $Q_1$  und  $Q_2$ . Bei einer Zenerspannung von 12V liegen an  $OP1$  circa  $\pm 15V$  symmetrisch zu  $U_{HVF_{in}}$  an den Versorgungsanschlüssen an. Damit kann der Standard-OPV  $OP1$  innerhalb seiner Parameter arbeiten. Er ist letztlich nur als Spannungsfolger geschaltet und gibt die Eingangsspannung  $U_{HVF_{in}}$  als  $U_{HVF_{out}}$  mit geringer Impedanz wieder aus. Bei Verwendung von OPV mit JFET-Eingängen benötigt auch der Operationsverstärker nur einen vernachlässigbaren Eingangsstrom, so daß auch dadurch keine Belastung von  $U_{HVF_{in}}$  erfolgt. Mit einem TL061 [71] ist dies möglich, zudem benötigt dieser nur einen geringen Eigenbetriebsstrom von 200  $\mu A$  laut Datenblatt, so daß dafür nur wenig Leistung zur Verfügung gestellt werden muß.

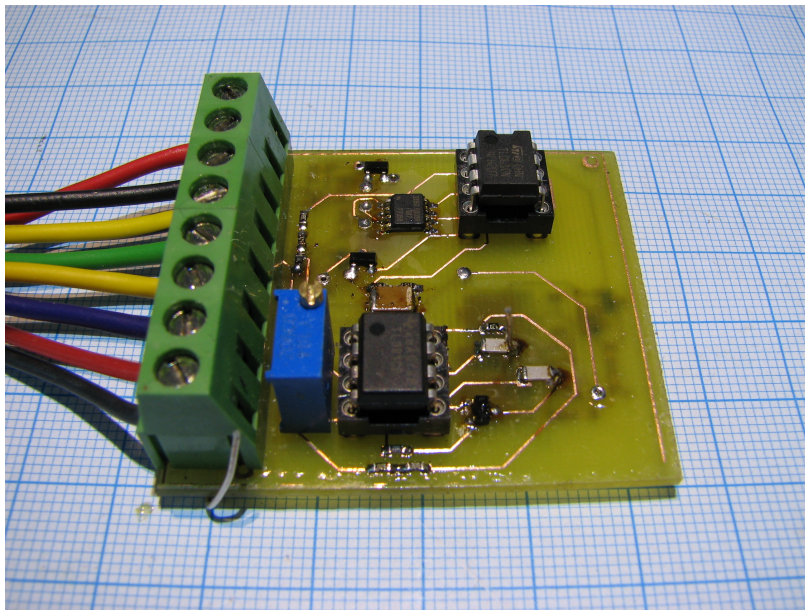
Ein interessantes Detail in der Schaltung ist die Kombination der Stromquellen  $I_1$  und  $I_2$  mit den Emitterfolgern  $T_1$  und  $T_2$ . Dadurch sind für die MOSFETs  $Q_1$  und  $Q_2$  keine hochspannungstauglichen Bauformen notwendig. Sie benötigen nur eine Spannungsfestigkeit in Höhe der Betriebsspannung von  $OP1$  und sind damit preiswert erhältlich.

Mit dieser Schaltung ist es möglich, eine Eingangsspannung im Bereich von  $\pm 250$  V mit sehr hoher Eingangsimpedanz zu verstärken und mit einer Strombelastbarkeit im mA-Bereich auszugeben. Damit kann der Widerstandsspannungsteiler in Abbildung 3.9 versorgt werden. Der vollständige Schaltplan mit weiteren Erklärungen findet sich im Anhang in Kapitel B.3 in Abbildung B.5.

#### 3.3.4.4. Prototyp der hochspannungstauglichen negativen Kapazitätsschaltung

Zum praktischen Nachweis der Funktionsfähigkeit der Schaltung wurde ein Muster der hochspannungstauglichen negativen Kapazitätsschaltung aufgebaut, das die in den Kapiteln 3.3.4.1 bis 3.3.4.3 vorgestellten Erweiterungen beinhaltet.

Durch Verwendung von oberflächenmontierten Bauteilen (SMD - Surface Mount Devices) konnte eine Leiterplattengröße des in Abbildung 3.12 gezeigten Prototypen von ca.  $50 \times 50$  mm erreicht werden. Die Masse liegt nur bei wenigen Gramm. Weitere Miniaturisierungsmöglichkeiten ergeben sich einerseits durch engere Anordnung der Bauteile sowie einen Verzicht auf die Anschlußklemmen der Versorgungsleitungen. Zusätzlich können ebenfalls für die beiden Operationsverstärker (jeweils  $OP1$  in den Abbildungen 3.9 und 3.11) SMD Gehäuse verwendet werden. Dies wurde für den Prototypen aus Gründen der Austauschbarkeit nicht für sinnvoll erachtet.



**Abbildung 3.12.:** Prototyp der hochspannungstauglichen negativen Kapazitätsschaltung

Es wird damit eine serielle negative Kapazitätsschaltung mit einem Betriebsspannungsbereich von  $-100$  V bis  $+400$  V bereitgestellt, die einen Ausgangsstrom von bis zu  $0,25$  A liefern kann. Der Ruhestrom ohne angeschlossene Last liegt gemessen bei maximal  $2,5$  mA, so daß die gesamte Schaltung nur eine Standby-Leistung von etwa  $1$  W benötigt.

Für den Betrieb des Prototypen ist eine spezielle Spannungsversorgung erforderlich. Zusätzlich zu den bereits in Abbildung 3.6 gezeigten Spannungen  $U_p$ ,  $U_m$  und  $U_n$  wird noch eine Versorgungsspannung für den OPV der negativen Kapazität (OP1 in Abbildung 3.9) benötigt. Hierfür wird ein Extramodul verwendet, das  $\pm 15$  V symmetrisch zu  $U_m$  bereitstellt. Realisiert wird die Spannungsversorgung mit Sperrwandlern, die die Einzelspannungen mit verschiedenen Sekundärwicklungen aus 12 V Gleichspannung erzeugen. Mehr Informationen zum Prinzip und Details der Schaltungen dazu finden sich im Anhang in Kapitel B.1.

Grundsätzlich ist das vorgestellte Schaltungsprinzip nicht auf die hier verwendeten Ausgangsspannungen beschränkt. Durch Anpassen der Spannungsfestigkeit der hochspannungsführenden Transistoren in der Hochspannungsendstufe sowie dem Hochspannungs-Spannungsfolger und Anpassung der Spannungsteilerverhältnisse der Widerstände am Eingang des zentralen OPV ( $R_1$  bis  $R_4$  in Abbildung 3.9) können auch geringere, bzw. höhere Spannungen bis in den Kilovoltbereich realisiert werden.

### 3.3.5. Experimentelle Untersuchung der hochspannungstauglichen negativen Kapazitätsschaltung am Biegebalken

Zum Nachweis der verbesserten Dämpfungswirkung der hochspannungstauglichen negativen Kapazitätsschaltung gegenüber den konventionellen, auf einzelnen Standard-OPV basierenden Umsetzungen werden Messungen an einer schwingenden Struktur vorgenommen. Da insbesondere bei geringen Frequenzen hohe Spannungsamplituden benötigt werden, eignet sich ein schwingender Balken gut für die Verifizierung.

Dazu findet ein mit individuell ansteuerbaren piezoelektrischen Elementen (DuraAct mit  $50 \times 30$  mm Größe) bestückter Aluminiumbalken Anwendung. Hierbei wird der innerste Aktor mit dem zu untersuchenden negativen Kapazitätsnetzwerk verbunden und zur Schwingungsdämpfung genutzt. Aktor 2 dient der Anregung mit einem harmonischen Signal. Die sich ergebende Balkenverformung wird mit der an Aktor 3 anliegenden Spannung gemessen, wodurch ein relativer Vergleich der Dämpfungswirkung der unterschiedlichen Netzwerkvarianten möglich ist. Abbildung 3.13 zeigt den schematischen Aufbau des Balkens mit den relevanten Maßen. Ein Foto des verwendeten Balkens mit einer Auflistung aller zur Messung benutzter Geräte findet sich im Anhang unter C.1.

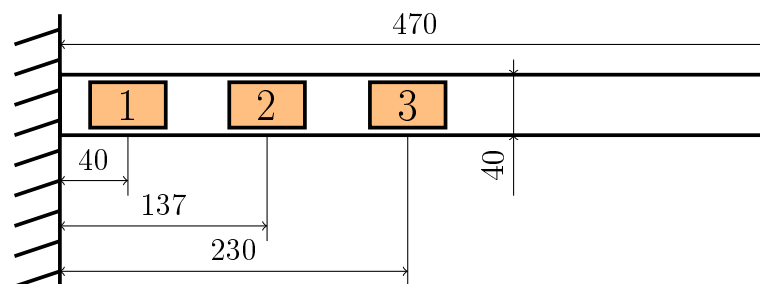


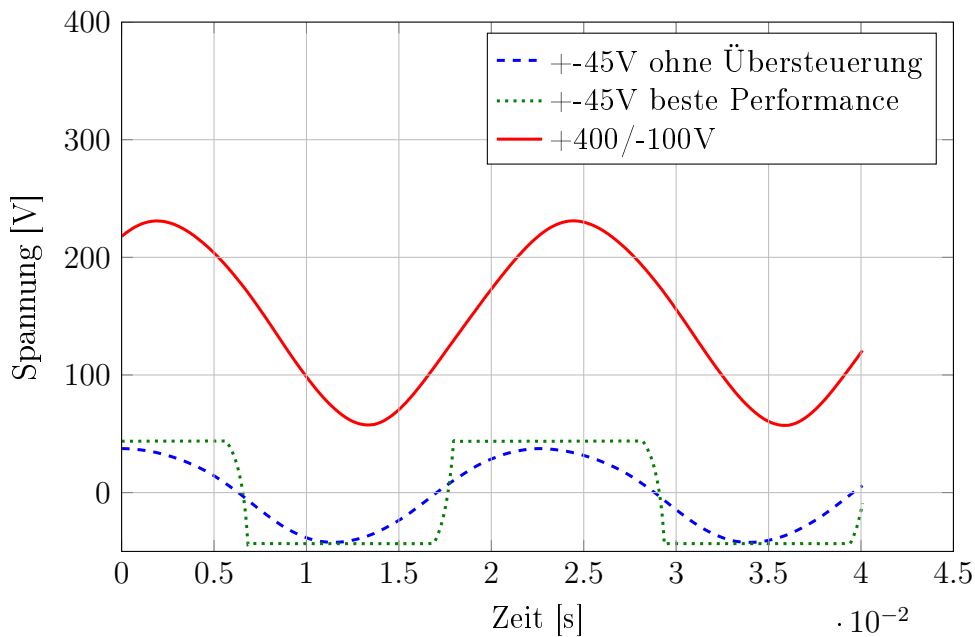
Abbildung 3.13.: Aluminiumbalken zum Vergleich der Schaltungstopologien

Zur Verifikation der gegenüber den bekannten Lösungen völlig neuen Schaltung werden zwei Konfigurationen der negativen Kapazität herangezogen, die auf dem OPV OPA445 mit einer Betriebsspannung von  $\pm 45\text{ V}$  basieren. Diese unterscheiden sich darin, wie das Verhältnis der negativen Kapazität  $C_{neg}$  zur intrinsischen Kapazität des piezoelektrischen Elementes  $C_{PZT}$  gewählt wird. Dabei ist zu beachten, daß für  $C_{neg}/C_{PZT} \rightarrow -1$  die Dämpfungswirkung zunimmt. Die elektrische Stabilität der Schaltung ist im Fall der seriellen Variante nur für  $C_{neg}/C_{PZT} < -1$  gegeben. Genauer wird auf diese Zusammenhänge noch in Kapitel 3.4 eingegangen, so daß an dieser Stelle auf weitere Erklärungen verzichtet wird.

Aufgrund der geringen zur Verfügung stehenden Spannung ist für die Standardschaltung mit dem OPA445 eine Übersteuerung zu erwarten, wenn das Kapazitätsverhältnis so gewählt wird, daß  $C_{neg}/C_{PZT} < -1$  gerade eben noch erfüllt ist. Diese Einstellung bildet die erste Vergleichskonfiguration für die neu entwickelte Schaltung und wird folgend mit „beste Performance“ bezeichnet.

Zur Vermeidung der Übersteuerung kann der Quotient  $C_{neg}/C_{PZT}$  vom Betrag her vergrößert werden, bis die zur Verfügung stehende Versorgungsspannung ausreicht. Diese Methode geht jedoch mit einer Verringerung der Dämpfungswirkung einher. Auch sie wird mit der neu entwickelten Schaltung hinsichtlich der Dämpfungswirkung verglichen und wird als „ohne Übersteuerung“ bezeichnet.

Da sich die konventionelle Schaltung mit einem OPA445 und die hochspannungstaugliche Variante nicht in ihrem prinzipiellen Verhalten unterscheiden, soll ein Vergleich für eine monofrequente Anregung ausreichen. Dazu wird die zweite Biegeeigenschwingung des Balkens bei einer Frequenz von  $f = 144\text{ Hz}$  zur Anregung mit einer Spannungsamplitude von  $U_{err} = 100\text{ V}$  am zweiten Aktor verwendet. Mit dieser Anregung treten die in Abbildung 3.14 dargestellten Spannungen am Ausgang des OPV der negativen Kapazitätsschaltungen auf. Im Fall der hochspannungstauglichen, mit „+400/−100 V“ bezeichneten Schaltung ist damit  $U_{OPV}$  am Ausgang der Endstufe (siehe Abbildung 3.9) gemeint.



**Abbildung 3.14.:** Zeitsignale der Netzwerkausgangsspannung  $U_{OPV}$

Entsprechend der Erwartung tritt für die Einstellung auf beste Performance, d. h. einem Kapazitätsverhältnis von  $C_{neg}/C_{PZT} \rightarrow -1$ , ein Übersteuern der Ausgangsspannung auf. In Abbildung 3.14 ist die Übersteuerung am nahezu rechteckigen Verlauf der grünen Kurve erkennbar. Diese Erscheinung wurde bereit in Kapitel 2.5 als ungünstig für die Anwendung des Systems beschrieben, da auf diese Weise Energie in höhere Frequenzen transferiert wird. Anhand der sinusförmigen blauen Kurve in der Abbildung ist zu sehen, daß eine Erhöhung des Kapazitätsverhältnisses die Übersteuerung vermeiden kann. Zusätzlich ist jedoch festzustellen, daß dies auf Kosten der Spitzenamplitude geschieht. Eine reduzierte Dämpfungswirkung ist dadurch unvermeidbar.

Demgegenüber zeigt die rote Kurve die Ausgangsspannung der neu entwickelten, hochspannungstauglichen Schaltung. Sie weist einen Gleichspannungsoffset von 150 V auf, der durch  $U_m$  hervorgerufen wird. Zudem ist ihre Amplitude etwa doppelt so groß, wie die der konventionellen Schaltungen, liegt jedoch mit 200 V<sub>P-P</sub> noch bei weniger als der Hälfte der möglichen Maximalamplitude. Dadurch konnte in dem Fall die Einstellung der negativen Kapazität so vorgenommen werden, daß das Kapazitätsverhältnis nahe bei 1 liegt. Entsprechend ist eine hohe Amplitudenreduktion der Schwingung ohne Übersteuerungserscheinungen zu erwarten.

Zum Vergleich sind die Reduktionen der Schwingungsamplitude in Tabelle 3.7 für die drei genannten Konfigurationen aufgelistet. Entsprechend der Annahme ist die geringste Dämpfung für eine Betriebsspannung von  $\pm 45$  V bei Vermeidung der Übersteuerung zu verzeichnen. Eine Verringerung des Kapazitätsverhältnisses bis an die untere Grenze der Stabilität sorgt für eine geringe Verbesserung der Dämpfung. Erst durch den Einsatz der neu entwickelten, hochspannungstauglichen Schaltung kann die Dämpfung mit 5,77 dB signifikant gegenüber den anderen Konfigurationen erhöht werden. Auch wenn, wie in Abbildung 3.14 zu sehen, nur etwas weniger als die Hälfte der zur Verfügung stehenden Spannungsamplitude genutzt wird, läßt sich dieser Wert nicht weiter vergrößern, da die hochspannungstaugliche negative Kapazitätsschaltung bereits an der Grenze zum instabilen Bereich für diesen Versuch betrieben wurde.

**Tabelle 3.7.:** Meßdaten negativer Kapazitäten am Balken mit unterschiedlichen Konfigurationen

Größe	Aktor 1 offen	$\pm 45$ V beste Performance	$\pm 45$ V ohne Übersteuerung	+400/ – 100 V
$U_{err}$ an Aktor 2 [V]	100	100	100	100
Amplitude Aktor 3 [V]	23,6	19,9	21,5	12,14
Dämpfung [dB]		1,48	0,81	5,77

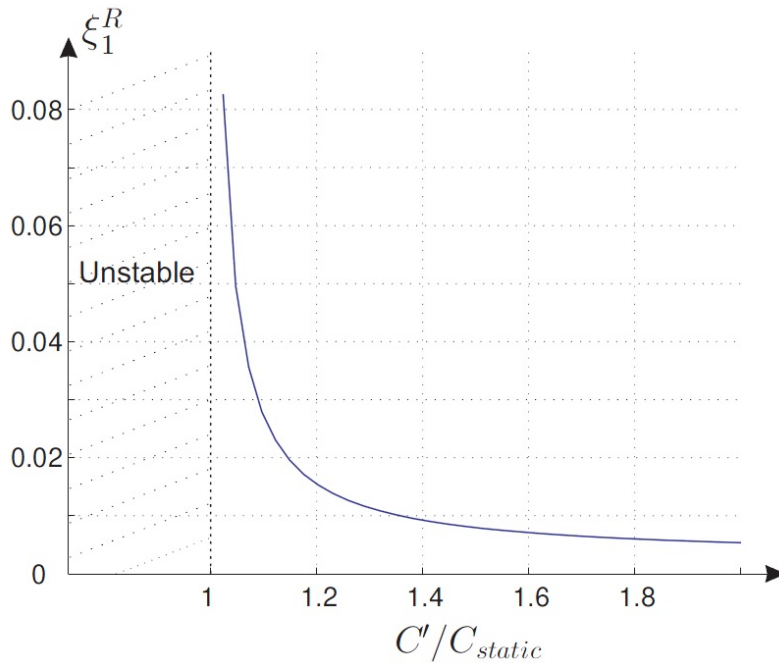
Anhand der vorgenannten Messungen konnte die Funktion der neuartigen hochspannungstauglichen negativen Kapazitätsschaltung nachgewiesen sowie die Erwartung bestätigt werden, daß eine höhere zur Verfügung stehende Spannungsamplitude des negativen Kapazitätsnetzwerkes die Dämpfungswirkung signifikant verbessert. Damit kann die erste der unter Kapitel 2.5.2 genannten Forderungen als erfüllt betrachtet werden.

## 3.4. Adaptive Einstellung der negativen Kapazität

### 3.4.1. Notwendigkeit der adaptiven Einstellung

Eine adaptive Einstellung des negativen Kapazitätsnetzwerkes ist aus zwei Gründen notwendig. Erstens kann dadurch ein Übersteuern des Netzwerkausgangs und somit die Erzeugung zusätzlicher, gut hörbarer Oberwellen in der Struktur vermieden werden. Auch wenn die in Kapitel 3.3 vorgestellte angepaßte Ansteuerung mit optimaler Ausnutzung des Betriebsbereiches der Aktoren dies stark einschränkt, so erlaubt die adaptive Anpassung die Invarianz von Änderungen in der Anregung, da so auf veränderte Bedingungen des Eingangssignals reagiert werden kann. Diese Forderung, ohne manuellen Eingriff aufgrund veränderter Eingangssignale zu arbeiten, ist eine für den autarken Betrieb notwendige Bedingung.

Der maßgebliche Grund liegt jedoch im Verhalten der negativen Kapazitätsschaltung an sich. Dadurch, daß die negative Kapazität einen rückgekoppelten Verstärker enthält, gilt es, Stabilitätsbedingungen einzuhalten. Andernfalls können Oszillationen oder monoton zunehmende Ausgangssignale auftreten, die die Funktion beeinträchtigen. In der Tat ist dies für die serielle negative Kapazitätsschaltung dann der Fall, wenn der Betrag der negativen Kapazität unter den der Kapazität des piezoelektrischen Elementes fällt. Demgegenüber steht die Feststellung in [43], wonach die erreichbare Dämpfung mit der Annäherung an diesen Punkt der elektrischen Instabilität zunimmt, wie in Abbildung 3.15 dargestellt. Die Variable  $\xi_1^R$  steht in [43] für das durch die negative Kapazität verursachte Dämpfungsmaß. Die Bezeichnung  $C'/C_{static}$  entspricht dem bereits mit  $C_{neg}/C_{PZT}$  eingeführten Verhältnis von negativer Kapazität und der Kapazität des piezoelektrischen Elements.



**Abbildung 3.15.:** Maximal erreichbare Dämpfung mit serieller negativer Kapazität (aus [43] Fig. 5.9) mit  $C' = -C_{neg}$  und  $C_{static} = C_{PZT}$

Das gleiche Verhalten konnte auch in den in Kapitel 2.5.1 vorgestellten Versuchen festgestellt werden. Dabei wurde die Einstellung stets manuell vorgenommen, wodurch die praktisch

erreichbare Dämpfung jedoch durch eine notwendige Sicherheit vor der Instabilität reduziert wird. Dies begründet sich durch Änderungen der Parameter der piezoelektrischen Aktoren, hervorgerufen z. B. durch mechanische Spannungen oder Temperaturänderungen, die sich direkt auf die Permittivität oder indirekt aufgrund von Dehnungen auf die Fläche und den Elektrodenabstand des piezoelektrischen Elementes und damit auf dessen Kapazität auswirken können, siehe Gleichung 2.10.

Die adaptive Einstellung der negativen Kapazität muß zwei wesentliche Ziele verfolgen:

1. Einstellung der negativen Kapazität auf beste Dämpfung unter Vermeidung der elektrischen Instabilität
2. Vermeidung der Übersteuerung bei zu hohen Schwingungsamplituden

Mit diesen beiden Maßnahmen läßt sich die Robustheit der negativen Kapazitätsschaltung gegenüber der manuellen Einstellung signifikant erhöhen.

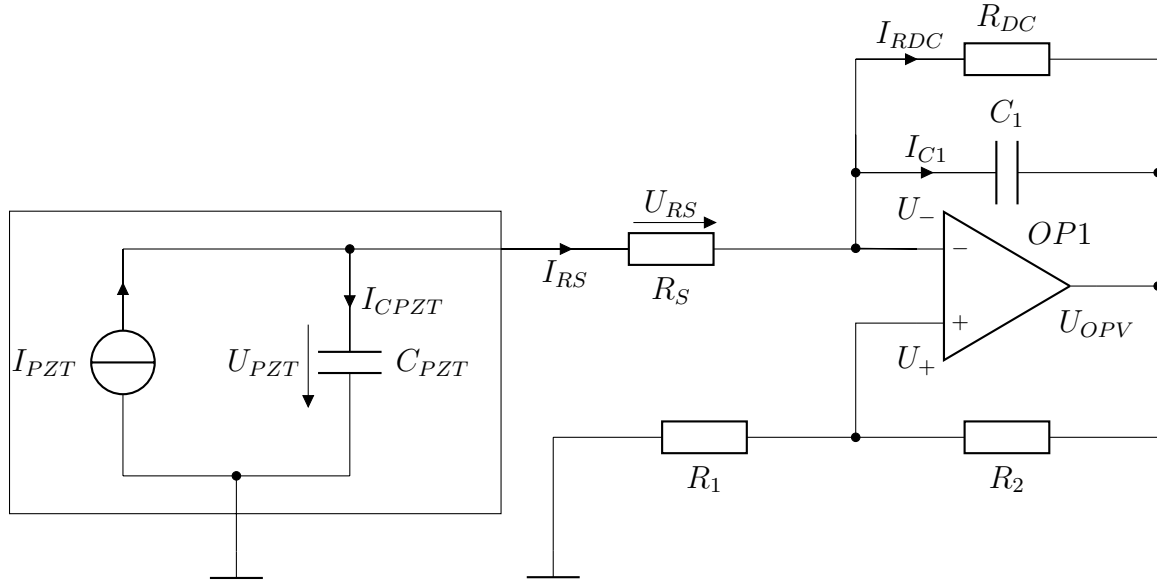
Dazu muß zunächst das systemdynamische Verhalten der seriellen negativen Kapazitätsschaltung modelliert werden. Daraus können Stabilitätskriterien ermittelt werden, aus denen sich die Einstellvorschrift herleiten läßt. Anschließend wird eine elektrische Umsetzung konzipiert und ein Prototyp gebaut, mit dem die Funktion der adaptiven Einstellung an einem Biegebalken mit einer einzelnen Schaltung überprüft wird.

### 3.4.2. Herleitung der Übertragungsfunktion

Zur Bestimmung des elektrischen Verhaltens der seriellen negativen Kapazitätsschaltung mit angeschlossenem piezoelektrischem Aktor ist die Kenntnis der Übertragungsfunktion erforderlich. Dazu wird die bereits in Abbildung 3.7 gezeigte serielle negative Kapazitätsschaltung zugrunde gelegt. Es ergibt sich daraus der in Abbildung 3.16 folgende Schaltplan. Zusätzlich sind die Bezeichnungen für Ströme und Spannung in der Abbildung eingefügt, die in der Folge für die Berechnungen verwendet werden. Spannungsangaben im Schaltplan ohne explizit angegebenen Zählpfeil sind auf Massepotential bezogen.

Aus Gründen der Konzeptentwicklung wird zunächst darauf verzichtet, die folgenden Untersuchungen bereits an der hochspannungstauglichen Schaltung vorzunehmen. Da sie sich in ihrem Verhalten grundsätzlich nicht von der konventionellen, auf einem einzelnen Operationsverstärker basierenden Umsetzung unterscheidet, können die Analysen ohne Beschränkung der Allgemeingültigkeit auch an der konventionellen negativen Kapazitätsschaltung mit einem nur einem OPV vorgenommen werden.

Grundsätzlich stellt die serielle negative Kapazität eine rückgekoppelte Verstärkerschaltung um den Operationsverstärker  $OP1$  dar. Dabei ist ein aus  $R_1$  und  $R_2$  gebildeter, mitkoppelnder Teil vorhanden sowie eine Gegenkopplung aus  $R_{DC}$ ,  $C_1$ ,  $R_S$  und dem piezoelektrischen Element, bestehend aus der Stromquelle  $I_{PZT}$  stellvertretend für den piezoelektrischen Effekt parallel zur intrinsischen Kapazität  $C_{PZT}$ . Als Eingangsgröße der Betrachtungen wird der Strom  $I_{PZT}$  verwendet, der durch die Dehnung der Piezokeramik infolge mechanischer Schwingungen der zu dämpfenden Struktur hervorgerufen wird. Ausgangsgröße ist die Spannung am Ausgang des Operationsverstärkers  $U_{OPV}$ . Über eine Wechselstromanalyse kann die Übertragungsfunktion zwischen den beiden genannten Größen hergeleitet werden. Dabei bezeichnet  $s$  den Laplace-Operator  $s = j\omega$ .



**Abbildung 3.16.:** Schaltplan der zur Stabilitätsabschätzung herangezogenen negativen Kapazitätsschaltung mit Ersatzschaltbild des piezoelektrischen Elementes

Zweckmäßigerweise werden zunächst einige Zusammenhänge substituiert, um die Gleichungen übersichtlich zu halten. Für die Spannung am nichtinvertierenden Eingang des Verstärkers gilt:

$$U_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_{OPV} \quad (3.5)$$

Aus dem Spannungsteilverhältnis von  $R_1$  und  $R_2$  läßt sich der Mitkopplungsgrad  $k_+$  wie folgt definieren:

$$k_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (3.6)$$

So kann die Spannung am nichtinvertierenden Eingang des OPV kürzer dargestellt werden.

$$U_+ = k_+ \cdot U_{OPV} \quad (3.7)$$

Operationsverstärker stellen ganz allgemein Differenzverstärker mit der frequenzabhängigen komplexen Geradeausverstärkung  $a_V$  dar, siehe z.B. [20] S. 219. Sie definiert die Verstärkung des Differenzsignals zwischen nichtinvertierendem und invertierendem Eingang ohne Vorhandensein einer externen Gegenkopplung.

$$U_{OPV} = a_V(s) \cdot (U_+ - U_-) \quad (3.8)$$



Damit kann der komplexe frequenzabhängige, um die Geradeausverstärkung des OPV reduzierte Mitkopplungsgrad nach Gleichung 3.9 bestimmt werden.

$$A = k_+ - \frac{1}{a_V(s)} \quad (3.9)$$

Nach Auflösen der Maschen- und Knotengleichungen der Schaltung kann die Übertragungsfunktion der negativen Kapazitätsschaltung mit angeschlossenem piezoelektrischen Element  $G_{snC} = \frac{U_{OPV}}{I_{PZT}}$  angegeben werden.

$$G_{snC} = \frac{1}{s^2(A-1) \cdot C_1 \cdot C_{PZT} \cdot R_S + s\left(\left(A + \frac{R_S \cdot (A-1)}{R_{DC}}\right) \cdot C_{PZT} + (A-1) \cdot C_1\right) + \frac{(A-1)}{R_{DC}}} \quad (3.10)$$

Die in Gleichung 3.10 angegebene Übertragungsfunktion bildet den Zusammenhang zwischen dem durch den Piezoeffekt hervorgerufenen Strom im Piezoelement  $I_{PZT}$  zur Ausgangsspannung des Netzwerks  $U_{OPV}$ . Basierend auf dieser Beziehung erfolgt die Stabilitätsbetrachtung der seriellen negativen Kapazitätsschaltung im folgenden Kapitel 3.4.4.

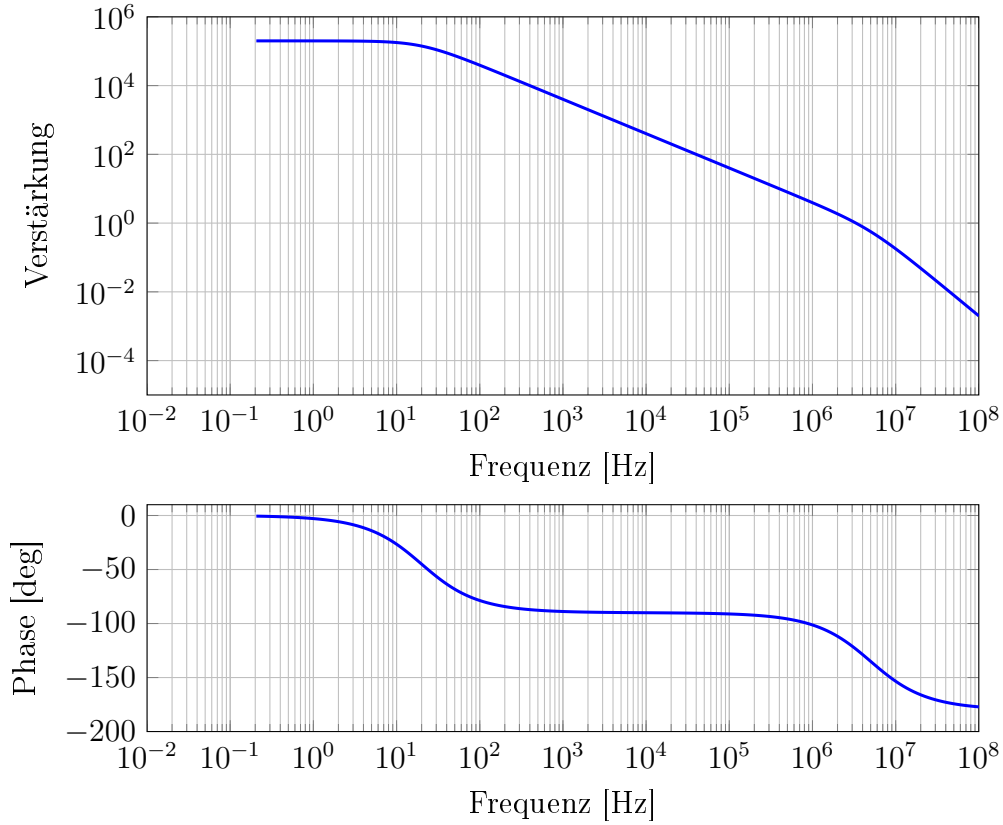
### 3.4.3. Modellierung des Operationsverstärkers

Für den idealen Operationsverstärker gilt, daß die Geradeausverstärkung frequenzunabhängig unendlich groß ist [20]. In der Realität ist diese Bedingung jedoch nicht erfüllbar. Erstens liegt dies an der ohnehin abnehmenden Geradeausverstärkung realer Verstärker mit steigender Frequenz und zweitens weisen viele Operationsverstärker eine interne Frequenzgangkompensation auf, die z. B. für eine Stabilität auch bei einer gegengekoppelten Verstärkung von lediglich 1 sorgt. In der Literatur wird dies als „Unity Gain Stability“ [24] bezeichnet und sorgt dafür, daß ein solcher OPV auch als Spannungsfolger eingesetzt werden kann. Da auch die für die negative Kapazität notwendigen OPV intern frequenzgangkompensiert sind, ist es erforderlich, deren Übertragungsverhalten genauer zu betrachten.

Näherungsweise handelt es sich bei Operationsverstärkern um Proportionalverstärker mit zwei Verzögerungsgliedern erster Ordnung mit einer geringen und einer hohen Grenzfrequenz, siehe [24] Abbildung 9.45. Mit der Gleichspannungsverstärkung im Leerlauf  $a_{V0}$  und den beiden Zeitkonstanten  $T_{OPV1}$  und  $T_{OPV2}$  kann  $a_V$  als frequenzabhängige komplexe Verstärkung nach Gleichung 3.11 dargestellt werden.

$$a_V(s) = \frac{a_{V0}}{(1 + sT_{OPV1}) \cdot (1 + sT_{OPV2})} \quad (3.11)$$

Abbildung 3.17 zeigt exemplarisch das Verhalten des OPV TL081 im Bode-Diagramm, das mit den Daten aus dem Datenblatt [72] bis zu einer Frequenz von 10 MHz berechnet wurde. Die Grenzfrequenzen der beiden Tiefpässe bei 20 Hz und 5 MHz sind anhand der Phasensprünge gut zu erkennen. Abgesehen von leicht abweichenden Frequenzen der beiden Tiefpaßglieder sind die Kennlinien für die meisten Operationsverstärker ähnlich.



**Abbildung 3.17.:** Bode-Diagramm der frequenzabhängigen Leerlaufverstärkung des TL081

Da die zweite Grenzfrequenz üblicher integrierter Operationsverstärker im einstelligen MHz-Bereich (3 MHz OPA445 [73]) bzw. 5 MHz TL081 [72]) liegt, befindet sie sich deutlich außerhalb des in Tabelle 3.5 spezifizierten Frequenzbereichs. Aus dem Grund kann die zweite Grenzfrequenz des Operationsverstärkers für die folgenden Betrachtungen vernachlässigt werden. Dadurch ist eine Vereinfachung von Gleichung 3.11 möglich.

$$a_V(s) = \frac{a_{V0}}{(1 + sT_{OPV1})} \quad (3.12)$$

Dieses Modell findet in der folgenden Stabilitätsanalyse der seriellen negativen Kapazitätsschaltung Anwendung, um den realen Operationsverstärker zu berücksichtigen.

#### 3.4.4. Elektrische Stabilität der seriellen negativen Kapazität mit angeschlossenem piezoelektrischem Element

Zur Erfüllung der ersten Forderung für den adaptiven Einstellalgorithmus in Kapitel 3.4.1 ist eine Analyse der elektrischen Stabilitätseigenschaften negativer Kapazitätsschaltungen erforderlich. Dazu lassen sich verschiedene Kriterien zur Stabilitätsanalyse von rückgekoppelten Verstärkerschaltungen heranziehen, siehe z. B. [41] oder [24]. Zweckmäßig erscheint hier die Untersuchung der Polstellen der hergeleiteten Übertragungsfunktion, da sich auf diese Weise direkt ein analytischer Zusammenhang herleiten lässt.

Die Nullstellen des Nennerpolynoms in Gleichung 3.10 repräsentieren die Polstellen der Übertragungsfunktion der negativen Kapazität mit angeschlossenem Aktor. Den für die Stabilität relevanten Freiheitsgrad dafür stellt die Impedanz der negativen Kapazität dar. Sie kann nach der Gleichung 3.1 des NAC aus den Bauteilen  $R_1$ ,  $R_2$  und  $Z_1$  als Parallelschaltung aus  $R_{DC}$  und  $C_1$  bestimmt werden.

$$Z_{nC} = -\frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{R_{DC}}{1 + sC_1 \cdot R_{DC}} \quad (3.13)$$

Um die in Kapitel 3.4.1 geforderte Einstellung zu gewährleisten, muß der Betrag der Impedanz in Gleichung 3.13 variabel sein. Genutzt werden können dazu die Widerstände  $R_1$ ,  $R_2$  oder die Kapazität  $C_1$ .  $R_{DC}$  dient nur dazu, den invertierenden Eingang des OPV gleichspannungsmäßig auf ein definiertes Niveau zu setzen, ohne die Wechsellspannungseigenschaften zu stark zu beeinflussen. Für eine Impedanzanpassung ist  $R_{DC}$  somit unbrauchbar.

Eine Variation von  $R_1$  ist offenbar die beste Lösung, da Widerstände gegenüber Kondensatoren einfacher variabel zu gestalten sind und zum anderen der Widerstand  $R_1$  gegen Massepotential angeschlossen ist. Eine Potentialtrennung zwischen dem Widerstand selbst und der Ansteuerung kann so entfallen. Aus Gründen der Kennzeichnung ihrer Funktion werden die Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  daher in  $R_{adj}$  (adj: engl. adjustable) für den veränderlichen Widerstand  $R_1$  und  $R_f$  für den fixen Widerstand  $R_2$  umbenannt.

Parameter für die Stabilitätsbetrachtung ist somit der veränderliche Widerstand  $R_{adj}$ . Durch Einsetzen des Operationsverstärkermodells aus Gleichung 3.12 in 3.8 und anschließend in 3.10 kann die Übertragungsfunktion analytisch angegeben werden. Die serielle negative Kapazitätsschaltung mit angeschlossenem piezoelektrischem Element wird dadurch ein Übertragungsglied dritter Ordnung. Nach einigen Umformungen kann die Übertragungsfunktion in Gleichung 3.14 angegeben werden.

$$G_{snC3} = \frac{1}{(k_+ - \frac{1+sT_{OPV1}}{a_{V0}})(s^2 C_1 C_{PZT} R_S + s(C_{PZT} \frac{k_+ - \frac{1+sT_{OPV1}}{a_{V0}}}{k_+ - \frac{1+sT_{OPV1}}{a_{V0}} - 1} + \frac{R_S C_{PZT}}{R_{DC}} + C_1) + \frac{1}{R_{DC}}} \quad (3.14)$$

Wird für Gleichung 3.14 die in Abbildung 3.17 dargestellte Kennlinie des Operationsverstärkers zugrunde gelegt, so kann der Koeffizient von  $C_{PZT}$  im linearen Glied der Gleichung vereinfacht werden. Der Einfluß des realen OPV ist in diesem Term für  $k_+ \approx 0,5$ , d.h.  $C_1 \approx C_{PZT}$  bei Frequenzen unterhalb von 100 kHz so gering, daß er vernachlässigt werden kann.

$$\frac{k_+ - \frac{1+sT_{OPV1}}{a_{V0}}}{k_+ - \frac{1+sT_{OPV1}}{a_{V0}} - 1} = \frac{k_+}{k_+ - 1} \quad (3.15)$$

Mit der Vereinfachung in Gleichung 3.15 besitzt das Nennerpolynom von Gleichung 3.14 keinen Laplace-Operator mehr im Nenner. Durch Ausmultiplizieren ergibt sich so der bereits angedeutete Zusammenhang dritten Grades für das systemdynamische Verhalten der negativen Kapazität mit angeschlossenem piezoelektrischen Element. Aus Gründen der Übersicht und für die nachfolgende Stabilitätsanalyse wird die Gleichung als Polynom in Form ihrer Koeffizienten notiert.

$$G_{snC3} = \frac{1}{p_3 s^3 + p_2 s^2 + p_1 s + p_0} \quad (3.16)$$

$$p_3 = \frac{T_{OPV1} C_1 C_{PZT} R_S}{a_{V0}} \quad (3.16a)$$

$$p_2 = C_1 C_{PZT} (k_+ - \frac{1}{a_{V0}}) - \frac{T_{OPV1}}{a_{V0}} (C_{PZT} (\frac{k_+}{k_+ - 1} - \frac{R_S}{R_{DC}}) + C_1) \quad (3.16b)$$

$$p_1 = (k_+ - \frac{1}{a_{V0}}) (C_{PZT} (\frac{k_+}{k_+ - 1} - \frac{R_S}{R_{DC}}) + C_1) - \frac{T_{OPV1}}{a_{V0} R_{DC}} \quad (3.16c)$$

$$p_0 = \frac{1}{R_{DC}} (k_+ - \frac{1}{a_{V0}}) \quad (3.16d)$$

Numerisch können aus den Koeffizienten des Nennerpolynoms der Übertragungsfunktion in den Gleichungen 3.16a – d die Polstellen in Abhängigkeit von  $R_{adj}$  bestimmt werden. Als Beispiel werden repräsentative Werte für die anderen Elemente gemäß Tabelle 3.9 verwendet, wie sie beim Einsatz mit einem einzelnen DuraAct mit einer Größe von  $50 \times 30$  mm und einer Kapazität von  $C_{PZT} \approx 100$  nF verwendet werden, z. B. in den in Kapitel 2.5.1 gezeigten Voruntersuchungen an der Stahlscheibe.

**Tabelle 3.9.:** Beispielhafte Bauteilwerte zur Stabilitätsbetrachtung der negativen Kapazität

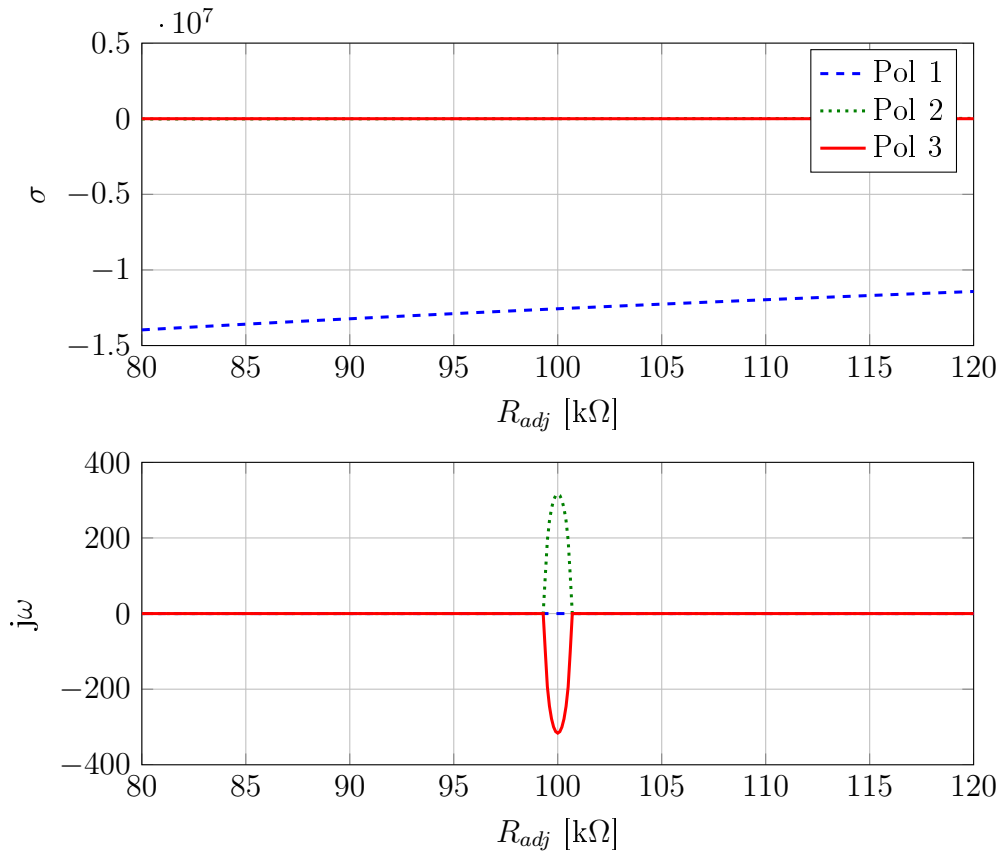
Bauelement	Wert
$R_{adj}$	1 – 200 k $\Omega$
$R_f$	100 k $\Omega$
$R_S$	100 $\Omega$
$R_{DC}$	10 M $\Omega$
$C_1$	100 nF
$C_{PZT}$	100 nF

Mit den in Tabelle 3.9 genannten Bauteilwerten kann der Verlauf der Polstellen der Übertragungsfunktion in Abhängigkeit des Einstellwiderstandes  $R_{adj}$  gemäß Abbildung 3.18 bestimmt werden, indem die  $n$  Nullstellen des Nennerpolynoms  $n$ -ten Grades ermittelt werden. Die Lösungen befinden sich in der komplexen Zahlenebene  $P_n \in \mathbb{C}$  und besitzen somit einen Real- und einen Imaginärteil, siehe Gleichung 3.17.

$$P_n = \sigma + j\omega \quad (3.17)$$

Die Stabilität ist gegeben, sofern der Realteil der Polstelle negativ ist, d. h.  $\sigma < 0$ , siehe z. B. [41], wobei der Realteil den Abklingfaktor repräsentiert. Tritt dazu ein Imaginärteil auf, so ist das System schwingungsfähig mit der Kreisfrequenz  $\omega$  des Imaginärteils der Polstelle.

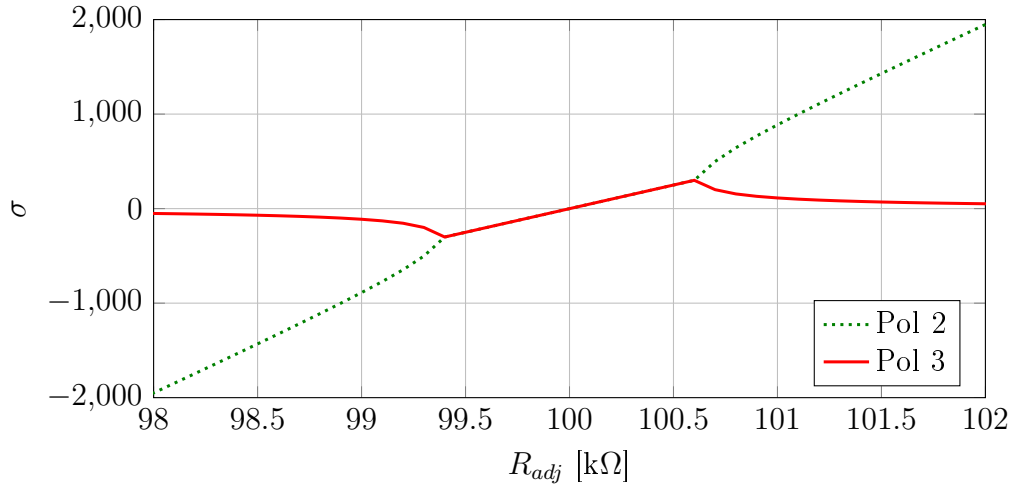
Erwartungsgemäß zeigt die Übertragungsfunktion in Gleichung 3.16 drei Polstellen, da es sich um ein Polynom dritten Grades handelt. Die numerisch bestimmten Verläufe von Real- und Imaginärteil der Polstelle in Abhängigkeit des Einstellwiderstandes  $R_{adj}$  sind zur Veranschaulichung in Abbildung 3.18 dargestellt.



**Abbildung 3.18.:** Polstellen der seriellen negativen Kapazität mit realem OPV und piezoelektrischem Element (Pol 2 hinter Pol 3 verdeckt)

Der erste, blau dargestellte Pol ist über dem gesamten Verlauf von  $R_{adj}$  rein negativ reell und somit aperiodisch stabil. Die Pole zwei und drei weisen bei  $99 k\Omega < R_{adj} < 101 k\Omega$  einen Imaginärteil auf, d. h. in dem Bereich treten in der dargestellten Konfiguration harmonische Schwingungen auf. Durch den Maßstab in Abbildung 3.18 sind die Verläufe der Realteile der Polstellen zwei und drei optisch identisch (rote Kurve von Polstelle 3), da deren Beträge mehrere Größenordnungen kleiner als der Betrag der ersten, blau dargestellten Polstelle sind. Daher ist zur Beurteilung des Stabilitätsverhaltens der Pole zwei und drei anhand des Verlaufs des Realteiles dieser Pole eine vergrößerte Darstellung hilfreich. Aus dem Grund wurde der Maßstab in Abbildung 3.19 angepaßt, wobei der Realteil hier nur im entscheidenden Bereich zwischen  $98 k\Omega < R_{adj} < 102 k\Omega$  dargestellt ist.

Dadurch ist zu erkennen, daß die zweite, grün dargestellte Polstelle für  $R_{adj} < 100 k\Omega$  einen negativen Realteil aufweist und somit stabil ist. Für  $R_{adj} > 100 k\Omega$  ist der Realteil dagegen positiv und der Pol wird instabil. Bei der dritten, rot gezeichneten Polstelle ist der Realteil zwar vom Betrag geringer, als bei der zweiten, grundsätzlich ist das Verhalten jedoch identisch. Um den kritischen Wert von  $R_{adj}$  liegen beide Polstellen direkt übereinander, sofern ein Imaginärteil vorhanden ist. Dies ist konsistent, da komplexe Polstellen stets mit konjugiertem Imaginärteil auftreten.



**Abbildung 3.19.:** Realteile der Polstellen 2 und 3 mit realem OPV im Bereich um  $R_{adj} = 100 \text{ k}\Omega$

Zusammengefaßt ist die serielle negative Kapazitätsschaltung mit angeschlossenem Aktor bis zu einem gewissen, kritischen Wert von  $R_{adj}$  aperiodisch stabil, im Beispiel gilt dies für  $R_{adj} = 100 \text{ k}\Omega$ . Bei Annäherung von  $R_{adj}$  an den kritischen Wert treten gedämpfte Schwingungen auf, die für  $R_{adj}$  wenig größer als dem kritischen Wert angefacht werden, d. h. die negative Kapazitätsschaltung ist ab dieser Stelle instabil. Für  $R_{adj}$  größer als der kritische Wert ist das geschilderte System aperiodisch instabil, d. h. das Ausgangssignal des Operationsverstärkers wäre monoton aufklingend. Offenbar existiert ein diskreter Wert für  $R_{adj}$ , der über das Stabilitätsverhalten entscheidet. Die Kenntnis dieses Wertes ist demzufolge für eine adaptive Anpassung des Systems Aktor mit angeschlossenem negativen Kapazitätsnetzwerk essentiell.

### 3.4.5. Analytische Formulierung des Stabilitätskriteriums

Für eine weitergehende Untersuchung und Nutzung der Stabilitätseigenschaften der Schaltung ist die numerische Lösung nicht geeignet, da sie im Betrieb nur sehr aufwändig zu bestimmen wäre. Aus dem Grund werden Maßnahmen zur Vereinfachung gesucht, mit denen sich ein analytischer Zusammenhang angeben läßt.

Bisher wurde für die Berechnung des Mitkopplungsgrades in Gleichung 3.9 von einem realen Operationsverstärker ausgegangen. Für einen idealen Verstärker gilt  $a_V \rightarrow \infty$  über den gesamten Frequenzbereich, d. h. der zweite Term der Gleichung wäre vernachlässigbar. Anhand der Verstärkerkennlinie des TL081 in Abbildung 3.17 ist festzustellen, daß der Betrag der Verstärkung erst ab einer Frequenz von etwa 4 kHz unter 1000 fällt, d. h. erst ab dieser Frequenz wäre der dadurch hervorgerufene Fehler größer als 1‰. Da dies deutlich oberhalb des in Tabelle 3.5 spezifizierten Anforderungsbereiches liegt, kann durch Nullsetzen des Terms  $\frac{1}{a_V}$  in Gleichung 3.9 die Übertragungsfunktion 3.16 vereinfacht werden.

$$G_{snC2} = \frac{1}{s^2(k_+ - 1) \cdot C_1 \cdot C_{PZT} \cdot R_S + s\left((k_+ + \frac{R_S \cdot (k_+ - 1)}{R_{DC}}) \cdot C_{PZT} + (k_+ - 1) \cdot C_1\right) + \frac{(k_+ - 1)}{R_{DC}}} \quad (3.18)$$

Damit wird die Systemordnung von 3 auf 2 reduziert, so daß sich eine analytische Beschreibung des Stabilitätskriteriums ableiten läßt. Die sich ergebende quadratische Gleichung läßt sich mit der bekannten Vorschrift in Gleichung 3.19 auflösen.

$$p_{1/2} = -\frac{p}{2} \pm \sqrt{\frac{p^2}{4} - q} \quad (3.19)$$

Die Parameter  $p$  und  $q$  können aus Gleichung 3.18 bestimmt werden, indem durch den Koeffizienten des quadratischen Gliedes dividiert wird.

$$p = \frac{1}{C_1 \cdot R_{DC}} + \frac{1}{R_S \cdot C_{PZT}} + \frac{1}{C_1 \cdot R_S \cdot (1 - \frac{1}{k_+})} \quad (3.20)$$

$$q = \frac{1}{R_S \cdot C_{PZT} \cdot C_1 \cdot R_{DC}}; \quad (3.21)$$

Die Stabilität ist durch den negativen Realteil ( $\sigma < 0$ ) der Polstellen definiert, d.h. bei positivem Realteil kommt es zur Instabilität mit aufklingender Amplitude. Im Bereich des Vorzeichenwechsels des Realteils treten Imaginärteile bei den Polstellen auf, wodurch der Realteil einzig durch  $p$  beschrieben wird. Daraus folgt, daß Stabilität gegeben ist, wenn Gleichung 3.22 erfüllt ist. Auf diese Weise kann ein kritischer Wert für den Widerstand  $R_{adj}$  bestimmt werden.

$$-\frac{p}{2} < 0 \quad (3.22)$$

Einsetzen von Gleichung 3.20 in 3.22 liefert nach Umstellen den kritischen Wert für den Mitkopplungsgrad. Die Stabilität ist für  $k_+ < k_{+krit}$  gegeben.

$$k_{+krit} = \frac{C_{PZT} \cdot R_S + C_1 \cdot R_{DC}}{C_{PZT} \cdot R_S + C_1 \cdot R_{DC} + C_{PZT} \cdot R_{DC}} \quad (3.23)$$

Da  $R_{DC}$  mit Werten von typisch 1...10 M $\Omega$  mindestens drei Größenordnungen größer als  $R_S$  mit 100  $\Omega$  bis 1 k $\Omega$  ist, kann Gleichung 3.23 dahingehend vereinfacht werden, daß alle Terme ohne  $R_{DC}$  vernachlässigt werden. Mit dieser Vereinfachung hängt die Stabilität der negativen Kapazitätsschaltung nur noch von den Kapazitätsverhältnissen von piezoelektrischem Element  $C_{PZT}$  und dem Kondensator  $C_1$  im rückkoppelnden Zweig des negativen Kapazitätsnetzwerks ab.

$$k_{+krit} = \frac{C_1}{C_1 + C_{PZT}} \quad (3.24)$$

Mit der Definition des Mitkopplungsgrades in Gleichung 3.6 kann aus Gleichung 3.24 somit ein direkter Wert für den kritischen Einstellwiderstand  $R_{adjkrit}$  angegeben werden. Für  $R_{adj} < R_{adjkrit}$  ist die Stabilitätsbedingung erfüllt.

$$R_{adjkrit} = \frac{C_1}{C_{PZT}} \cdot R_f \quad (3.25)$$

Mit Gleichung 3.25 steht eine einfache Berechnungsvorschrift zur Verfügung, die eine Stabilität der negativen Kapazität unter den genannten Bedingungen - idealer Operationsverstärker und  $R_{DC} \gg R_S$  - gewährleistet. Für die in Tabelle 3.9 genannten Werte, wie sie z. B. in der Praxis mit flächigen Piezoaktoren vorkommen, können die Vereinfachungen getroffen werden, ohne das Resultat zu beeinträchtigen. Im konkret betrachteten Beispiel ergibt sich damit  $R_{adjkrit} = 100 \text{ k}\Omega$ . Dieses mit dem einfachen Kriterium ermittelte Ergebnis ist deckungsgleich mit dem numerisch ermittelten Resultat in Abbildung 3.19. In der Praxis ist  $R_{adj}$  geringfügig kleiner als  $R_{adjkrit}$  zu wählen, um den Einfluß der Vereinfachungen zu kompensieren.

### 3.4.6. Einstellkriterien bei Übersteuern des Verstärkers

Eine direkte Adaption der negativen Kapazitätsschaltung im Betrieb ist mit Gleichung 3.25 nur eingeschränkt möglich. Das liegt zum einen an der Tatsache, daß die Kapazität des piezoelektrischen Elementes im Einbauzustand nicht losgelöst von der elektromechanischen Kopplung meßbar ist und zudem von Temperatur und mechanischen Spannungen abhängt, wie bereits in Kapitel 3.4.1 erwähnt. Zum Anderen besteht das Ziel der Arbeit darin, ein möglichst einfaches, miniaturisierbares System zu finden. Komplizierte Meß- und Auswerteelektronik ist daher nach Möglichkeit zu vermeiden.

Aus dem Grund sind weitergehende Kriterien erforderlich, die mit wenigen Eingangsgrößen und geringer Datenverarbeitung zur Bestimmung von  $R_{adj}$  im Betrieb auskommen. Ziel ist daher, unter Verwendung der vorhandenen elektrischen Signale den Mitkopplungsgrad entsprechend des Kapazitätsverhältnisses einzustellen. Möglich ist dabei eine Nutzung von Amplituden- oder Phasenbeziehungen der beteiligten Signale.

#### Amplitudenkriterium

Das einfachste vorstellbare Kriterium betrachtet nur die Amplitude der Ausgangsspannung des Operationsverstärkers des negativen Kapazitätsnetzwerkes.

Für den Fall, daß das System keine mechanische Anregung aufweist, d. h.  $I_{PZT} = 0$  gilt, kann durch sukzessives Erhöhen von  $R_{adj}$  bei gleichzeitiger Überwachung von  $U_{OPV}$  die Grenze zur Instabilität der Schaltung festgestellt werden. Bei Erreichen der Stabilitätsgrenze reichen bereits geringste Störungen, so daß die Ausgangsspannung  $U_{OPV}$  schlagartig auf die positive oder negative maximal mögliche Ausgangsspannung springt.

Mit dem Erreichen dieser Instabilität kann  $R_{adjkrit}$  bestimmt werden. Im Betrieb ist die Feststellung der Übersteuerung oder der zu geringen Aussteuerung ebenfalls durch Messung der Amplitude von  $U_{OPV}$  möglich. Daraufhin kann der Mitkopplungsgrad durch sukzessives Erhöhen oder Verringern von  $R_{adj}$  vergrößert oder verkleinert werden.

Nachteilig an diesem Kriterium ist dessen sehr geringe Reaktionsgeschwindigkeit im Betrieb. Zusätzlich ist zum Auffinden der elektrischen Instabilität zwingend erforderlich, daß das System keine mechanische Anregung aufweist. Andernfalls ist die Instabilitätsgrenze nicht zuverlässig detektierbar, da sie durch mechanische Eingangssignale überlagert wird. Der Zustand fehlender mechanischer Erregung des zu dämpfenden Systems ist jedoch in realen Anwendungsfällen eher unwahrscheinlich, weswegen das einfache Amplitudenkriterium wenig praxistauglich ist. Aus dem Grund wird es nicht weiter verfolgt.



## Phasenkriterium

Auf Basis der elektrischen Ersatzschaltung des piezoelektrischen Elementes mit der angeschlossenen negativen Kapazität in Abbildung 3.16 lassen sich Phasenkriterien ableiten. Diese verwenden das Verhältnis von Spannungen im Netzwerk zum durch den Piezoeffekt generierten Strom  $I_{PZT}$ . Die Verhältnisse der Größen lassen sich aus der Übertragungsfunktion in Gleichung 3.10 ableiten. Für die Spannung am Piezoaktor  $U_{PZT}$  bezogen auf  $I_{PZT}$  gilt somit der in Gleichung 3.26 dargelegte Zusammenhang.

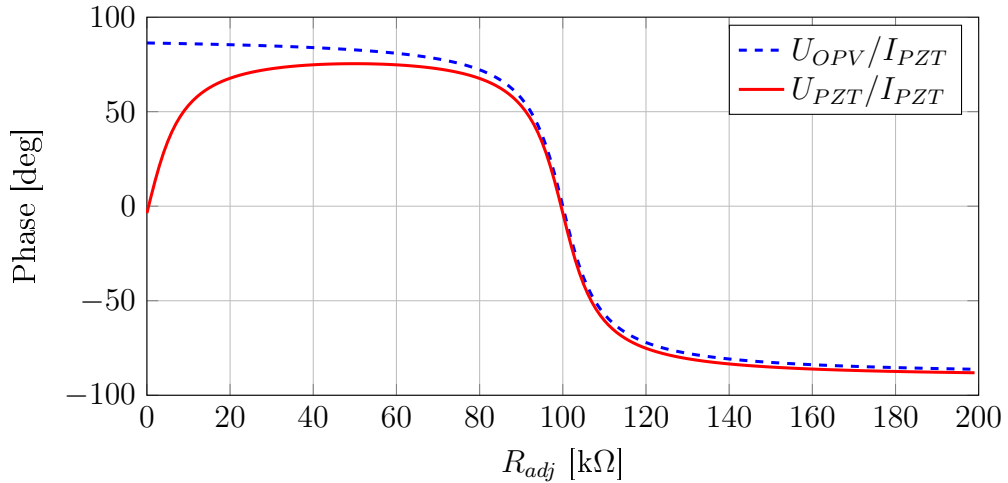
$$\frac{U_{PZT}}{I_{PZT}} = \frac{U_{OPV}}{I_{PZT}} \cdot \left( A + \frac{R_S \cdot (1 + R_{DC} \cdot sC_1)}{R_{DC}} \cdot (A - 1) \right) \quad (3.26)$$

Die Spannung am nichtinvertierenden Eingang des OPV  $U_+$  kann gemäß Gleichung 3.27 mit dem Mitkopplungsgrad (siehe Gleichung 3.6) und dem Zusammenhang aus Gleichung 3.26 bestimmt werden.

$$\frac{U_+}{I_{PZT}} = k_+ \cdot \frac{U_{OPV}}{I_{PZT}} \quad (3.27)$$

Eine Abweichung zwischen  $U_+$  und  $U_-$  tritt nur für den nichtidealen Operationsverstärker auf. Da dieser Einfluß vernachlässigt wurde, kann auf eine getrennte Betrachtung von  $U_-$  verzichtet werden.

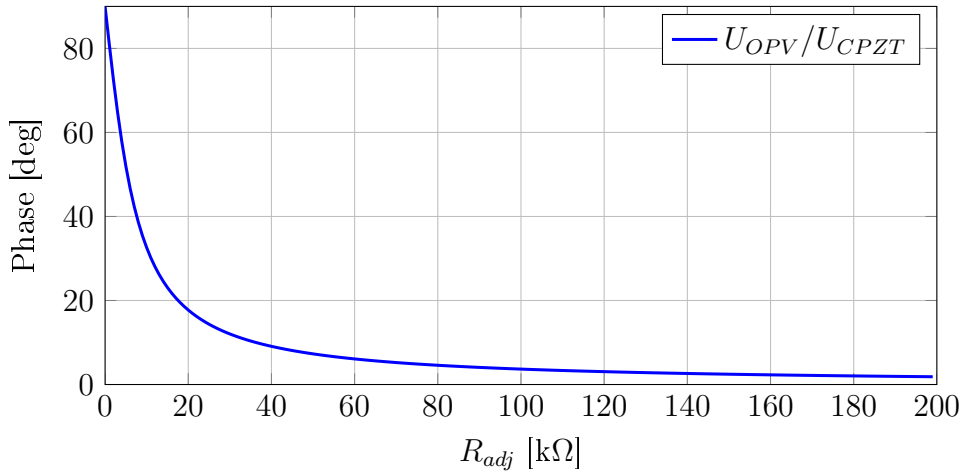
Durch Variation des Mitkopplungsgrades tritt genau an der Stelle der Instabilität eine Phasenänderung auf, die als Zielkriterium genutzt werden kann. Mit den in Tabelle 3.9 beispielhaft aufgelisteten Werten ergibt sich der in Abbildung 3.20 gezeigte Phasenverlauf zwischen  $U_{OPV}$  und  $U_{PZT}$  bezogen auf  $I_{PZT}$  in Abhängigkeit des Einstellwiderstandes  $R_{adj}$ .



**Abbildung 3.20.:** Phasenverlauf von  $U_{OPV}$  und  $U_{PZT}$  bezogen auf  $I_{PZT}$  in Abhängigkeit von  $R_{adj}$

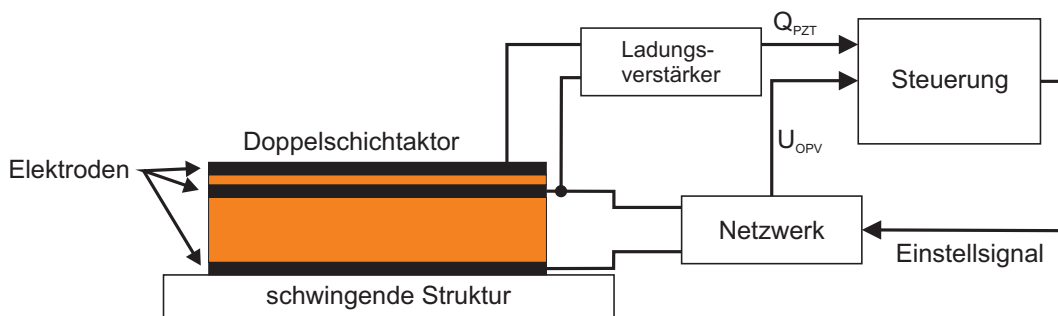
Wie zu erkennen, tritt im Fall der Instabilität der Schaltung (siehe Abbildungen 3.18 und 3.19) ein Phasensprung auf, so daß der Wendepunkt im Phasengang beider auf den Strom  $I_{PZT}$  bezogenen Spannungen genau an der Instabilitätsgrenze bei  $R_{adj} = 100 \text{ k}\Omega$  zu liegen kommt.

Eine praktische Nutzung dieses Kriteriums ist jedoch nicht direkt möglich, da sich der Strom  $I_{PZT}$  im elektrischen Ersatzschaltbild des piezoelektrischen Elementes in Realität als Integral über die verteilte dielektrische Verschiebung über die Fläche des piezoelektrischen Materials ergibt, siehe dazu Gleichung 2.7. Dadurch ist er einer Messung nicht zugänglich. Zwischen den Spannungen  $U_{OPV}$  und  $U_{PZT}$  sind keine signifikanten Phasenänderungen im Bereich der Instabilitätsgrenze vorhanden, die sich zur Detektion der Instabilität nutzen lassen könnten. Erkennbar ist dies in Abbildung 3.21, da im Bereich von  $R_{adj} = 100 \text{ k}\Omega$  kein Phasensprung vorhanden ist, der zur Detektion der Stabilitätsgrenze genutzt werden könnte. Da  $U_+$  nur von dem durch ohmsche Widerstände festgelegten Spannungsteiler von  $U_{OPV}$  abhängt, läßt sich auch mit ihr kein anderer als der in Abbildung 3.21 gezeigte Zusammenhang herstellen.



**Abbildung 3.21.:** Phasenverlauf von  $U_{OPV}$  bezogen auf  $U_{PZT}$  in Abhängigkeit von  $R_{adj}$  für  $f = 1 \text{ kHz}$

Einen Ausweg bietet die Verwendung eines zweiten piezoelektrischen Elementes kollokal zum mit dem Netzwerk beschalteten Element. Sofern dieses mit einem Ladungsverstärker kurzgeschlossen wird, kann das gesuchte Phasensignal verwendet werden, ein prinzipieller Aufbau ist in Abbildung 3.22 dargestellt. Durch den Ladungsverstärker liegt keine Spannung am Sensor an, so daß direkt die durch den Piezoeffekt induzierte Ladung abgegriffen wird. Dabei ist das resultierende Element sinnvollerweise als Doppelschicht aufgebaut, so daß das als Sensor benutzte Element die gleiche Fläche abdeckt, wie das, das mit dem negativen Kapazitätsnetzwerk beschaltet ist.

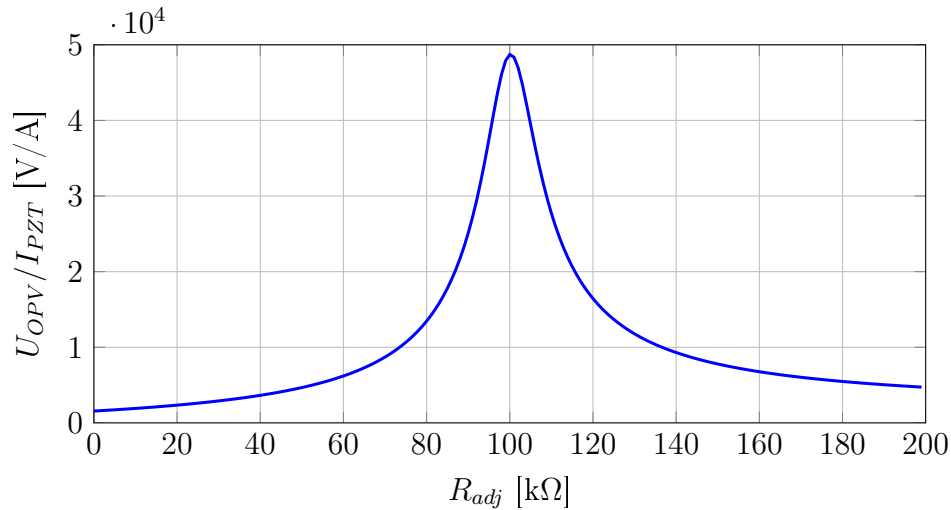


**Abbildung 3.22.:** Prinzip mit Doppelschichtpiezopatch zur Nutzung des Phasen-kriteriums

Nachteilig an dieser Konfiguration ist, daß der Sensorteil des kombinierten piezoelektrischen Elementes nicht zur eigentlichen Dämpfung beiträgt und so nur die Masse des Dämpfungssystems sowie die in die Struktur eingebrachte Zusatzsteifigkeit größer werden. Zweitens sind derartige Doppelschichtaktoren zwar herstellbar, jedoch deutlich teurer als Einzelschichttypen.

### Gradientenkriterium

Als weiteres Kriterium, das nur die Ausgangsspannung des Verstärkers betrachtet, kann das Gradientenkriterium gesehen werden. Hierbei wird der nichtlineare Verlauf der Ausgangsspannung des Operationsverstärkers bei verschiedenen Einstellungen von  $R_{adj}$  genutzt, der dem in Gleichung 3.18 beschriebenen Zusammenhang genügt. Über die Kenntnis der Bauteilparameter ist so die Abschätzung zur Instabilitätsgrenze möglich. Im Beispiel mit den Daten aus Tabelle 3.9 ergibt sich der in Abbildung 3.23 gezeigte Verlauf des Betrages der Übertragungsfunktion.



**Abbildung 3.23.:** Verlauf der Amplitude von  $U_{OPV}$  bezogen auf  $I_{PZT}$  in Abhängigkeit von  $R_{adj}$  für  $f = 1$  kHz

Nachteilig an diesem Kriterium ist die Abhängigkeit sowohl von der Frequenz als auch von  $R_S$ . Daraus folgt, daß die einfache Kenntnis der Schwingungsamplitude für die Berechnung nur dann ausreicht, wenn der Betrieb monofrequent erfolgt und die Betriebsfrequenz bekannt ist. Des Weiteren ist zur Abschätzung der Instabilität, z. B. über das Maximum in der Kurve in Abbildung 3.23, eine stete Variation von  $R_{adj}$  um diesen Punkt erforderlich. Wird jedoch die Änderung der Amplitude von  $U_{OPV}$  durch Variation von  $R_{adj}$  durch zufällige Abweichungen von  $I_{PZT}$  überlagert, so kann das Maximum nicht mehr zuverlässig, z. B. über die Ableitung der Kurve, detektiert werden. Zusätzlich ist das Maximum am Instabilitätspunkt bei  $R_{adj} = 100$  kΩ nur rechnerisch in der Wechselstromanalyse vorhanden. Aufgrund der monotonen Instabilität der Schaltung, siehe Abbildung 3.19, läßt sich ein Maximum nicht detektieren.

Die auf diese Weise für das Kriterium notwendige Zeitinvarianz der mechanischen Erregung schränkt dessen Nutzung somit stark ein. Damit stellt auch das Gradientenkriterium keine sinnvolle Alternative zur Bestimmung des kritischen  $R_{adj}$  dar.

## Differenzspannungskriterium

Allen vorgenannten Kriterien gemein ist, daß sie für eine Nutzung im Betrieb nur bedingt geeignet sind, entweder weil sie nicht schnell genug auf geänderte Bedingungen reagieren können, Referenzinformationen nur schwer zugänglich sind oder die Ergebnisse prinzipiell ungenau sind. Gesucht wird daher ein Kriterium, das auf einfach verfügbaren Daten basiert sowie schnelle und zudem genaue Informationen bietet.

Ein solcher Zusammenhang kann über die Überwachung der Eingänge des Operationsverstärkers umgesetzt werden. Da von einem idealen Operationsverstärker ausgegangen wird, ist die Differenzspannung zwischen dem invertierenden und nichtinvertierenden Eingang des Operationsverstärkers gleich Null, sofern der Aussteuerbereich nicht überschritten wird. Im Falle des Übersteuerns des Verstärkers kommt es jedoch zu einer Spannungsabweichung zwischen den Eingängen, die meßbar ist und als Maß für die Fehlanpassung der Schaltung dienen kann. Dieser Umstand trifft dabei sowohl auf die Übersteuerung durch zu hohe Amplituden als auch auf die elektrische Instabilität zu und kann daher beide Fälle abdecken. Letztlich spielt es keine Rolle, welcher Effekt für das Übersteuern verantwortlich ist, da sie sich in beiden Fällen gleich auf die Eingänge auswirkt.

Die Spannung am nichtinvertierenden Eingang des Operationsverstärkers ist hierbei nach wie vor durch den Mitkopplungsgrad beschrieben, siehe Gleichung 3.5 bzw. 3.6. Im Unterschied dazu ist die Spannung am invertierenden Eingang im Falle der Fehlanpassung, d. h. wenn  $R_{adj} > R_{adjkrit}$  gilt, jedoch um einen Betrag  $U_{Diff}$  kleiner als am nichtinvertierenden Eingang, siehe Gleichung 3.28.

$$U_- = U_+ - U_{Diff} = k_+ \cdot U_{OPV} - U_{Diff} \quad (3.28)$$

Auf diese Weise ist ein Zusammenhang zwischen  $U_{OPV}$  und  $U_-$  hergestellt. Ein zweiter Zusammenhang zwischen diesen beiden Spannungen läßt sich durch die Netzwerkanalyse von  $U_{OPV}$  aus ableiten. Die Grundlage dafür bildet die Grundschiung in Abbildung 3.16. Dabei ist, aufgrund der im Vergleich zur möglichen Spannungsanstiegsrate der Spannung  $U_{OPV}$  (TL081 max. 13 V/ $\mu$ s) die Änderung der Spannung an  $C_{PZT}$  durch den piezoelektrischen Sensoreffekt in sehr kurzen Zeiträumen vernachlässigbar. Aus dem Grund ist es möglich,  $I_{PZT}$  für die folgenden Betrachtungen zu vernachlässigen. Unter der Voraussetzung  $I_{PZT} = 0$  ergibt sich die in Abbildung 3.24 gezeigte Schaltung.

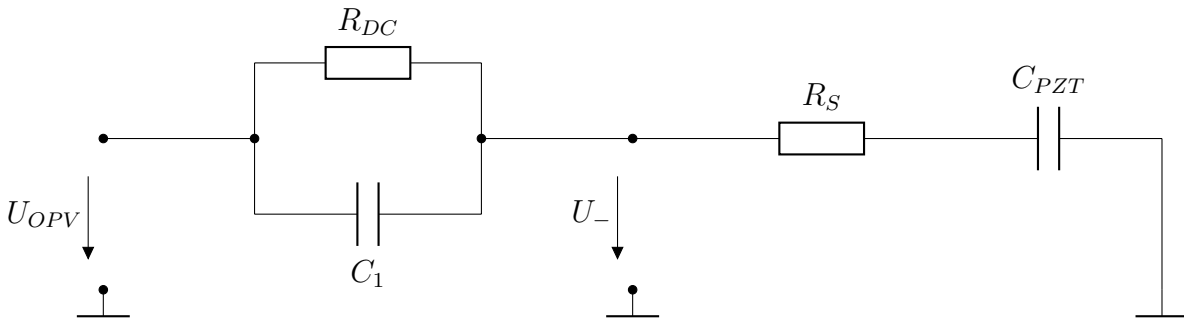


Abbildung 3.24.: Spannungsteiler zwischen  $U_{OPV}$  und  $U_-$

Mittels der Spannungsteilerregel läßt sich so die Spannung  $U_-$  als Funktion der Spannung  $U_{OPV}$  bestimmen.

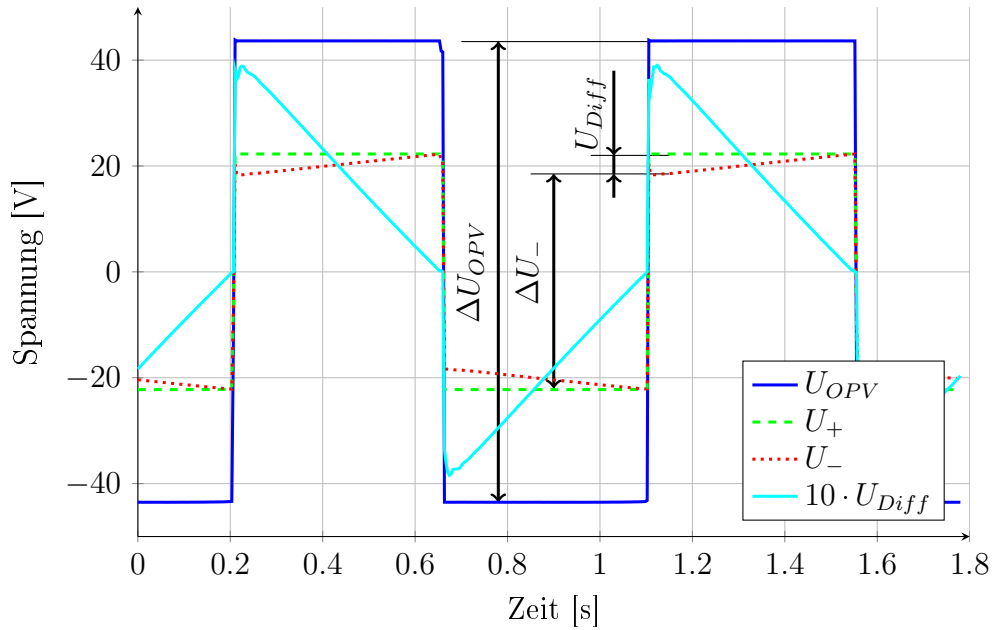
$$\Delta U_- = \Delta U_{OPV} \frac{R_S + \frac{1}{sC_{PZT}}}{R_S + \frac{1}{sC_{PZT}} + \frac{R_{DC}}{1 + R_{DC} \cdot sC}} \quad (3.29)$$

Gemäß der Feststellung aus Kapitel 3.4.5 ist der Widerstand  $R_{DC}$  von so hohem Wert, daß er in der Wechselspannungsanalyse bereits bei sehr geringen Betriebsfrequenzen vernachlässigt werden kann, d. h.  $R_{DC} \rightarrow \infty$ .  $R_S$  bildet mit  $C_{PZT}$  einen Tiefpaß mit einer Trennfrequenz von 100 kHz, sofern die Beispielwerte aus Tabelle 3.9 herangezogen werden. Diese liegt weit außerhalb des spezifizierten Frequenzbereiches, insofern ist es vertretbar,  $R_S = 0$  für die folgenden Betrachtungen anzunehmen.

Mit diesen Vereinfachungen kann Gleichung 3.29 dahingehend vereinfacht werden, daß das Spannungsteilverhältnis nur noch vom Kapazitätsverhältnis abhängt. Zusätzlich entfällt so eine Frequenzabhängigkeit, was die Bestimmung auch bei breitbandigen Signalen ermöglicht.

$$\Delta U_- = \Delta U_{OPV} \frac{\frac{1}{sC_{PZT}}}{\frac{1}{sC_{PZT}} + \frac{1}{sC}} \quad (3.30)$$

Mit den Gleichungen 3.28 und 3.30 stehen zwei Zusammenhänge für die Spannung am invertierenden Eingang zur Verfügung, so daß sie aus der Gleichung eliminiert werden kann.



**Abbildung 3.25.:** Spannungsverläufe bei Instabilität der negativen Kapazitätsschaltung

Zur Verdeutlichung der einzelnen Spannungen seien sie am Beispiel der elektrischen Instabilität der seriellen negativen Kapazitätsschaltung in Abbildung 3.25 illustriert. Im Fall der Instabilität gilt  $R_{adj} > R_{adjkrit}$ , so daß  $U_+$  der Spannung  $U_-$  bei einer Änderung von  $U_{OPV}$  stets vorausleitet. Dies ist gleichbedeutend mit der in Kapitel 3.4.4 erwähnten monotonen Instabilität. In der Folge wächst  $U_{OPV}$  stetig an, bis sie die maximal mögliche, von der

Betriebsspannung des OPV abhängige Ausgangsspannung erreicht. Die Spannung  $U_+$  folgt mit der über den Mitkopplungsgrad definierten Rate ohne Phasenverzug. Sobald  $U_{OPV}$  den Maximalwert erreicht, gilt  $U_- < U_+$ . Nach diesem Zeitpunkt tritt der bisher vernachlässigte Widerstand  $R_{DC}$  in Erscheinung und lädt die Kapazitäten  $C_1$  und  $C_{PZT}$  weiter auf, bis  $U_+ = U_-$  gilt. Ab dem Punkt wechselt das Vorzeichen von  $U_{OPV}$  durch die instabile Konfiguration schlagartig und der Prozeß wiederholt sich mit umgekehrtem Vorzeichen. Dadurch entsteht eine periodische Schwingung, die in Abbildung 3.25 dargestellt ist. Die Spannungsdifferenzen  $\Delta U_{OPV}$  und  $\Delta U_-$ , siehe Gleichung 3.30, sind darin zusammen mit  $U_{Diff}$  eingetragen.

Es ist nun offensichtlich, daß die Stabilität in dem Fall vorliegt, wenn das sprunghafte Ansteigen von  $U_{OPV}$  keine Differenzspannung zur Folge hätte, d. h. es muß  $U_{Diff} = 0$  gelten. Somit steht über die Messung der Differenzspannung ein quantitatives Maß zur Verfügung, um einzuschätzen, wie weit die Einstellung von  $R_{adj}$  über dem Wert von  $R_{adjkrit}$  liegt.

Die Werte  $\Delta U_{OPV}$  und  $\Delta U_-$  stehen dabei nach Abbildung 3.25 für die Peak to Peak Spannungen, die im Fall der Instabilität beim Polaritätswechsel auftreten. Im Hinblick der einfacheren Bestimmbarkeit ist es hilfreich, nur mit den Amplituden zu arbeiten, die gegen Massepotential angegeben werden. Insofern ist es möglich, von einer bestehenden Messung unter Vorhandensein einer Differenzspannung auf die Spannung am invertierenden Eingang  $U_-$  zu schließen, bei der gerade noch die Stabilitätsbedingung erfüllt ist. Da die Amplituden vom Betrag her halb so groß sind, wie die Peak to Peak Angabe, ergibt sich der Zusammenhang gemäß Gleichung 3.31.

$$U_{-neu} = U_- + \frac{U_{Diff}}{2} \quad (3.31)$$

Unter der getroffenen Bedingung des idealen Operationsverstärkers sowie Einsetzen von Gleichung 3.28 kann die Spannung am invertierenden Eingang in Gleichung 3.31 anders formuliert werden.

$$U_{OPV} \cdot \frac{R_{adjneu}}{R_{adjneu} + R_f} = U_{OPV} \cdot \frac{R_{adj}}{R_{adj} + R_f} - \frac{U_{Diff}}{2} \quad (3.32)$$

Gleichung 3.32 kann anschließend nach  $R_{adjneu}$  umgestellt werden. Diese ist nur noch von den Spannungen  $U_{OPV}$ ,  $U_{Diff}$  sowie den Widerständen  $R_f$  und dem alten Wert von  $R_{adj}$  abhängig.

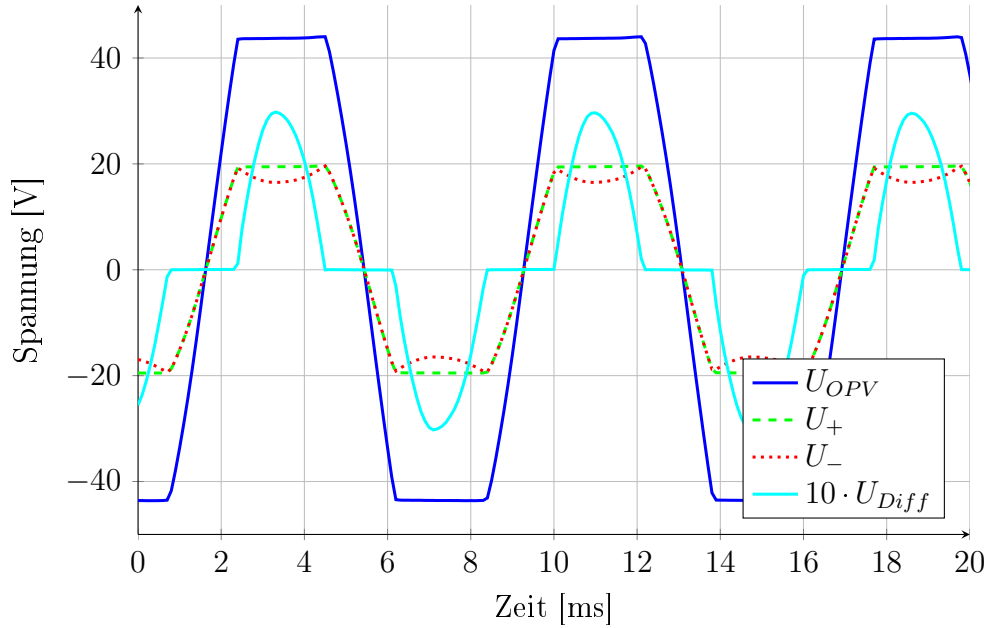
$$R_{adjneu} = R_f \cdot \frac{U_{OPV} \cdot \frac{R_{adj}}{R_{adj} + R_f} - \frac{U_{Diff}}{2}}{U_{OPV} - (U_{OPV} \cdot \frac{R_{adj}}{R_{adj} + R_f} - \frac{U_{Diff}}{2})} \quad (3.33)$$

Mit der Messung von  $U_{OPV}$  sowie  $U_{Diff}$  ist somit eine elegante Möglichkeit gegeben, bei einer auftretenden Instabilität der negativen Kapazitätsschaltung einen neuen Wert des Einstellwiderstandes zu errechnen, so daß die Stabilitätsbedingung erfüllt ist. Eine sukzessive Näherung ist nicht nötig.

Als vorteilhaft erweist sich, daß Gleichung 3.33 auch erfüllt ist, wenn das Übersteuern des Verstärkerausganges durch zu hohe mechanische Schwingungsamplituden hervorgerufen wird. Der Grund dafür liegt darin, daß sich die Differenzspannung aufgrund der Übersteuerung des Ausgangs des OPV in äquivalenter Weise aufbaut und sich auch ebenso messen

läßt. Anschaulich wird dies dadurch, daß in dem Fall die Ausgangsspannung  $U_{OPV}$  konstant bleibt und daher eine Erhöhung der Spannung  $U_{PZT}$  sich analog in einer Differenzspannung am OPV niederschlägt.

Auf welche Weise die Übersteuerung verursacht wird, spielt in den genannten Gleichungen keine Rolle. Abbildung 3.26 zeigt die Spannungsverläufe für den Fall, daß ein Übersteuern von  $U_{OPV}$  durch zu hohe mechanische Schwingungsamplituden passiert. An dieser Stelle ist das Auftreten einer Differenzspannung an der cyanfarbenen Kurve zu erkennen, so daß die Neubestimmung für  $R_{adjkrit}$  auch in dem Fall möglich ist.



**Abbildung 3.26.:** Übersteuerung der negativen Kapazität infolge zu hoher mechanischer Schwingungsamplitude

Die einzige einzuhaltende Bedingung hierfür ist, daß die Zeit der Übersteuerung wesentlich geringer ist, als die durch den Widerstand  $R_{DC}$  und die Kapazität  $C_1$  gebildete Zeitkonstante, so daß die Differenzspannung nicht durch den Gleichspannungskoppelwiderstand  $R_{DC}$  verfälscht wird. Mit den Werten im Beispiel aus Tabelle 3.9 liegt diese jedoch bei  $R_{DC} \cdot C_1 = 1$  s, so daß die Bedingung im betrachteten Frequenzbereich stets erfüllt ist, da die Übersteuerung nie länger als eine halbe Periodendauer der zu dämpfenden Schwingung sein kann.

Mit Gleichung 3.33 steht somit eine Möglichkeit zur Verfügung, den Mitkopplungsgrad über den Widerstand  $R_{adj}$  bei bestehender Übersteuerung neu zu setzen, so daß keine Übersteuerung mehr auftritt. Dafür sind nur die Spannungen  $U_{Diff}$  und  $U_{OPV}$  zu messen und mit dem bekannten  $R_{adj}$  kann der neue Wert bestimmt werden.

### 3.4.7. Einstellkriterium bei zu geringer Aussteuerung

Die beste Performance erreicht das negative Kapazitätsnetzwerk in dem Fall, wenn die zur Verfügung stehende Spannung am Ausgang des Operationsverstärkers möglichst vollständig ausgenutzt wird, ohne zu übersteuern. Für den Fall des Übersteuerns, bzw. der elektrischen Instabilität wurde bereits im vorangegangenen Kapitel mit dem Differenzspannungskriterium ein Einstellkriterium für das negative Kapazitätsnetzwerk hergeleitet.

Für den Fall, daß die mechanische Schwingungsamplitude, die zu einer Übersteuerung geführt hat, abnimmt und dadurch auch die Aussteuerung des Verstärkers, wäre ebenfalls eine schnelle Anpassung hilfreich. Diese erhöht den Mitkopplungsgrad und so die Aussteuerung bis maximal zum kritischen Wert  $R_{adjkrit}$ , so daß die Dämpfung erhöht werden kann. Auch für diese Funktion sollte ein Kriterium genutzt werden, das möglichst mit den bereits gemessenen Größen auskommt.

Eine elegante Variante ergibt sich aus dem Verhältnis der aktuellen Amplitude der Ausgangsspannung des Operationsverstärkers bezogen auf die Maximalaussteuerung. Sofern sich die Ausgangsspannung unter einem zu definierenden Schwellwert befindet, wird  $R_{adj}$  entsprechend angepaßt. Dafür kann die Systemübertragungsfunktion nach Gleichung 3.10 genutzt werden. Unter der Annahme, daß die mechanische Amplitude kurz nach der Anpassung konstant bleibt, kann davon ausgegangen werden, daß der durch den Piezoeffekt hervorgerufene Strom  $I_{PZT}$  sich ebenfalls nicht ändert.

$$I_{PZTneu} = I_{PZT} \quad (3.34)$$

Mit der Übertragungsfunktion aus Gleichung 3.10 umgestellt nach  $I_{PZT}$  kann Gleichung 3.34 anders formuliert werden. Unter den bereits in 3.4.6 getroffenen Vereinfachungen für  $R_S$  und  $R_{DC}$  und umgestellt nach  $R_{adjneu}$  ergibt sich nach kurzer Herleitung:

$$R_{adjneu} = R_f \cdot \frac{C_{PZT}R_{adj}(U_{OPVneu} - U_{OPV}) + C_1R_fU_{OPV} + C_{PZT}R_fU_{OPVneu}}{C_1R_{adj}U_{OPVneu} + C_{PZT}R_{adj}U_{OPV} + C_1R_f(U_{OPVneu} - U_{OPV})} \quad (3.35)$$

Dabei bezeichnet  $U_{OPVneu}$  in Gleichung 3.35 die neue, gewünschte höhere Spannung am Ausgang des Verstärkers. Ziel wäre hierbei, stets die maximal zur Verfügung stehende Spannung zu erreichen. Aus praktischen Gründen ist dies jedoch nicht immer gegeben und würde zur Folge haben, daß sich die Einstellungen für  $R_{adj}$  immer zwischen zu geringer oder zu großer Aussteuerung bewegt und kaum ein kontinuierlicher Betrieb möglich ist. Ein sinnvoller Kompromiß wäre z. B.  $U_{OPVneu} = 0,8 \cdot U_{OPVmax}$ .

Der Wert für die Kapazität des Piezoaktors  $C_{PZT}$  ist für die Anpassung bei zu geringer Aussteuerung zwingend erforderlich. Dieser kann jedoch, sofern der kritische Einstellwiderstand  $R_{adjkrit}$  bestimmt ist, aus diesem nach Gleichung 3.25 berechnet werden. Eine Bestimmung von  $R_{adjkrit}$  ist z. B. im Leerlauf, d. h. ohne mechanische Amplitude, nach Gleichung 3.33 möglich, wenn die Schaltung dabei bewußt ins Übersteuern durch die elektrische Instabilität gebracht wird. Gleichwohl ist dies auch bei Übersteuern im Betrieb möglich.

Somit steht mit Gleichung 3.35 der zweite Zusammenhang zur Verfügung, der für die schnelle adaptive Einstellung des Betriebspunktes der seriellen negativen Kapazitätsschaltung bei zu geringer Aussteuerung erforderlich ist. Zusammen mit Gleichung 3.33 für die zu große Aussteuerung kann die Anpassung aus beiden Richtungen auf den jeweils idealen Wert von  $R_{adj}$  erfolgen.



### 3.4.8. Konzept für die technische Umsetzung

In Kapitel 3.4.6 und 3.4.7 wurden Kriterien erarbeitet, die als Zielfunktion für die adaptive Einstellung der negativen Kapazitätsschaltung im Betrieb herangezogen werden können. Für die praktische Anwendung dieser Kriterien ist es erforderlich, ein Schaltungskonzept zu erstellen, das das folgende Anforderungsprofil erfüllt:

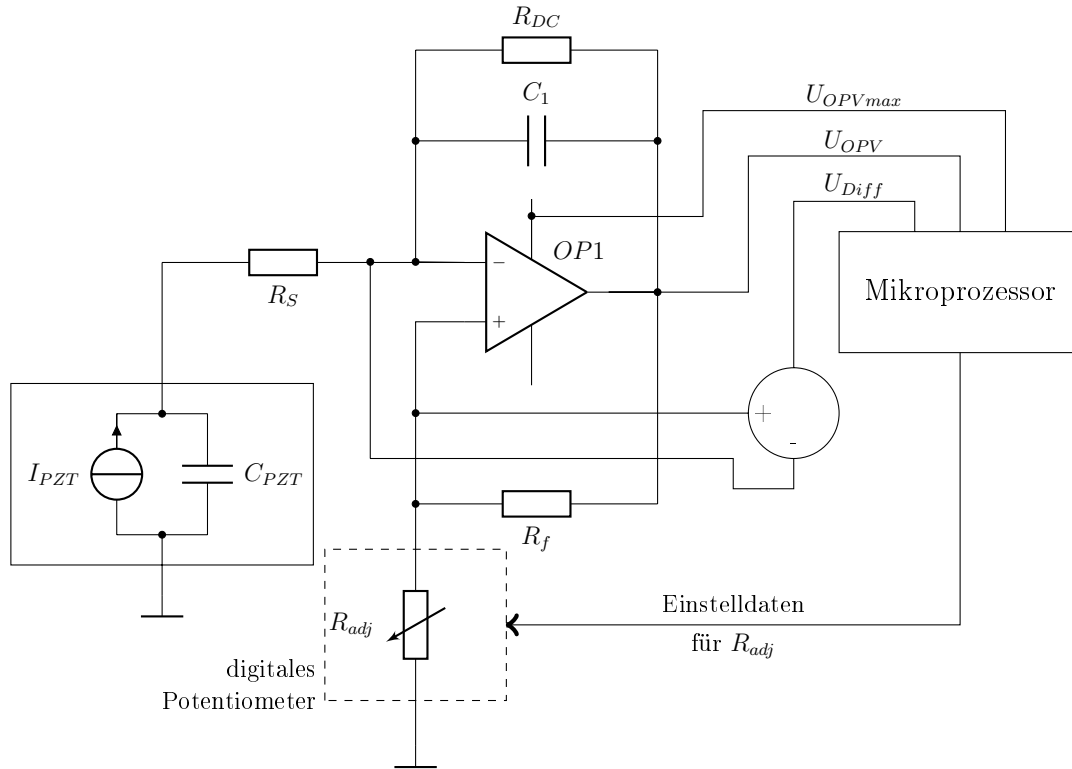
- Messung der Amplituden von  $U_{OPV}$ ,  $U_{OPVmax}$  und  $U_{Diff}$  im Betrieb
- Variabilität von  $R_{adj}$
- Bewertung der Aussteuerung des Verstärkers anhand  $U_{OPV}$
- Im Fall von Übersteuerung oder elektrischer Instabilität: Bestimmung von  $R_{adjneu}$  anhand Gleichung 3.33
- Bei zu geringer Aussteuerung: Bestimmung von  $R_{adjneu}$  anhand Gleichung 3.35

Eine rein analoge Umsetzung der geschilderten Anforderungen, insbesondere bei der Durchführung der mathematischen Operationen nach den Gleichungen 3.33 und 3.35, würde neben der eigentlich zur Dämpfung genutzten negativen Kapazität ein wesentlich größeres elektrisches Netzwerk erfordern. Da dies jedoch einerseits der Miniaturisierung und damit dem Leichtbaucharakter entgegensteht und zum Anderen analoge Systeme prinzipbedingt relativ unflexibel sind, wird eine Hybridanordnung umgesetzt. Diese besteht zum einen aus dem negativen Kapazitätsnetzwerk ähnlich dem in Abbildung 3.16. Zum Anderen existiert ein zweiter Schaltungsteil, dessen Kern ein digitaler Mikroprozessor ist. Dieser übernimmt die Überwachung des Analogteils und bestimmt die Einstellung von  $R_{adj}$ . Für den Widerstand  $R_{adj}$  wird ein digitales Potentiometer verwendet. Solche Bauelemente sind mit einer Vielzahl von Werten und Eigenschaften von verschiedenen Herstellern kostengünstig erhältlich. Zusammengefaßt ergibt sich daraus der in Abbildung 3.27 gezeigte Aufbau der adaptiven negativen Kapazitätsschaltung.

Zur Nutzung des Differenzspannungskriteriums sind die drei folgend genannten Spannungen der negativen Kapazität zu messen.

- Maximum der Ausgangsspannung des OPV  $U_{OPVmax}$
- Momentanwert der Ausgangsspannung  $U_{OPV}$
- Momentanwert der Differenzspannung  $U_{Diff}$  (siehe Gleichung 3.28)

Für die Berechnung des Einstellwiderstandes  $R_{adj}$  müssen die notwendigen Spannungen zum gleichen Zeitpunkt gemessen werden. Dies ist mit dem Analog-Digital Konverter (ADC) des Mikroprozessors jedoch nicht direkt möglich, da die einzelnen Eingänge lediglich von einem einzigen ADC nacheinander im Multiplexbetrieb gewandelt werden und damit eine gleichzeitige Messung prinzipiell nicht mit dem internen ADC des Mikroprozessors erfolgen kann. Aus dem Grund können die Momentanwerte der Spannungen nicht herangezogen werden. Hier ist es hilfreich, statt der Momentanwerte die Amplituden der Spannungen zu verwenden. Dies hat zudem noch den Vorteil, daß somit über einen gewissen Zeitraum das Maximum der Amplituden bestimmt und erst am Ende der Meßzeit ausgewertet wird. Auf diese Weise ist sichergestellt, daß über den Meßzeitraum keine Spitzenwerte der Signale verloren gehen können, sofern sie kurzzeitig zwischen zwei Abtastungen auftreten. Damit ist zudem ermöglicht, daß der Meßtakt des Mikroprozessors nicht im Rahmen der zu dämpfenden Frequenzen liegen muß, was die Systemanforderungen signifikant senkt. Meßzeiträume



**Abbildung 3.27.:** Konzept zur Umsetzung der adaptiven negativen Kapazitäts-schaltung

zwischen 0,1 s und 1 s, je nach Betriebsfrequenz und Anwendungsfall, erlauben die Verwendung relativ preiswerter Hardware, da genügend Zeit für Berechnungen bleibt und somit keine hohen Taktfrequenzen des Prozessors erforderlich sind.

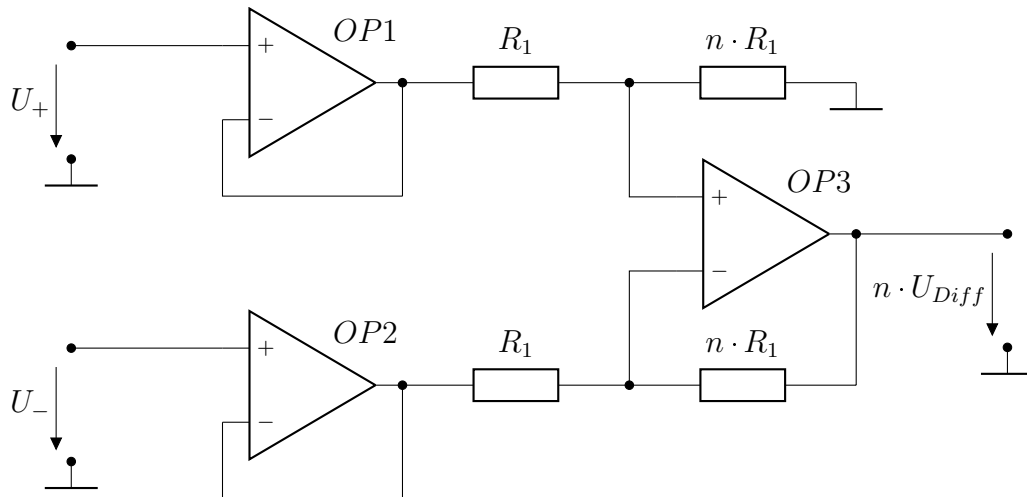
Notwendig sind für dieses Meßverfahren analoge Maximalwertgleichrichter, die in regelmäßigen Abständen ausgelesen und anschließend zurückgesetzt werden. Dadurch werden immer die Spitzenwerte, d. h. die Amplituden der Spannungen  $U_{OPV}$  sowie  $U_{Diff}$  bestimmt, mit denen die Berechnungen im Anschluß durchgeführt werden. Für die maximale Ausgangsspannung  $U_{OPVmax}$  ist es am einfachsten, direkt die positive Versorgungsspannung des OPV zu messen, da sie die obere Aussteuergrenze darstellt, wie es in Abbildung 3.27 bereits dargestellt ist. Die geringfügige, schaltungstechnisch notwendige Differenz zwischen Versorgungsspannung und maximaler Aussteuerspannung kann dabei vernachlässigt werden. Aufgrund der symmetrischen Versorgung kann zusätzlich davon ausgegangen werden, daß die negative Maximalaussteuerung damit ebenfalls bestimmt ist.

Das beschriebene Vorgehen weist zwei Vorteile auf. Erstens kann durch das Verhältnis des Spitzenwertes von  $U_{OPV}$  zu  $U_{OPVmax}$  stets der Aussteuerungsgrad bestimmt werden. Zweitens erübrigt sich so eine zeitlich exakt getriggerte Messung von  $U_{Diff}$ , da das Maximum der Übersteuerung mit dem Maximum von  $U_{Diff}$  korreliert ist.

### Bestimmung der Differenzspannung $U_{Diff}$

Zur Messung der Differenzspannung kann prinzipiell ein Instrumentierverstärker gemäß [52] Abbildung 3.39 genutzt werden. Er besitzt eine sehr hohe Eingangsimpedanz und gibt die Differenzspannung der beiden Eingänge aus. Über eine geeignete Wahl der Widerstände ist die Gesamtverstärkung einstellbar.

Für den Prototypen wird ein leicht abgewandeltes Konzept verfolgt, welches in Abbildung 3.28 dargestellt ist. In dem Fall besteht der Instrumentiervverstärker ebenfalls aus drei einzelnen OPV, wobei die beiden ersten  $OP1$  und  $OP2$  zunächst als Spannungsfolger geschaltet sind. Der dritte OPV  $OP3$  ist dagegen als normaler Subtrahierer geschaltet und berechnet die Differenz der beiden Eingangssignale. Über das Verhältnis der Widerstände  $n$  läßt sich zudem eine  $n$ -fache Verstärkung des Differenzsignals erreichen.



**Abbildung 3.28.:** Instrumentiervverstärker zur Messung von  $U_{Diff}$

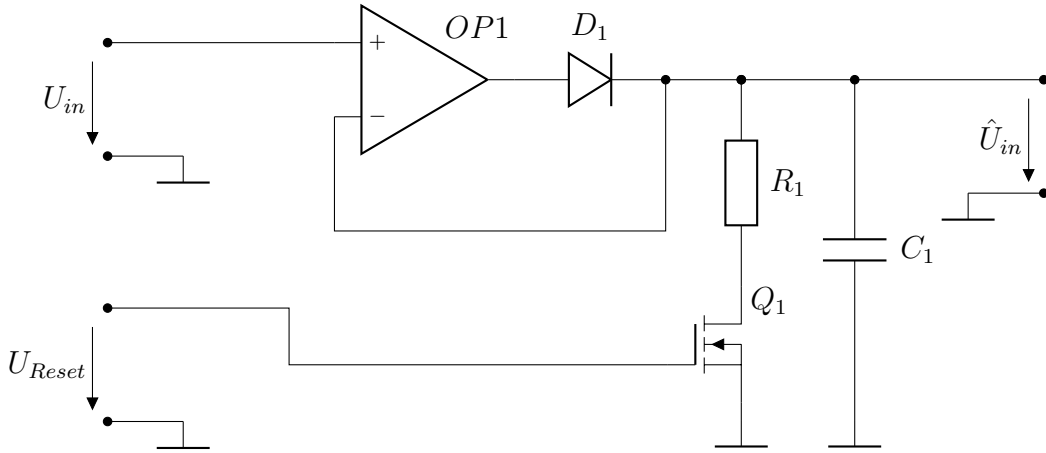
Nachteil der Schaltung in Abbildung 3.28 ist, daß die Verstärkung gegenüber der Variante in [52] Abbildung 3.39 über zwei Widerständepaare eingestellt wird, die zudem sehr präzise zueinander justiert sein müssen. Der Vorteil der Anordnung liegt jedoch darin, daß die Spannungen  $U_+$  und  $U_-$  an den Ausgängen von  $OP1$  respektive  $OP2$  mit geringer Impedanz abgegriffen werden und zu Diagnosezwecken verwendet werden können. Diese Tatsache ist bei einem Prototypen nicht zu unterschätzen. Für den Einsatz des Konzeptes in der praktischen Anwendung ist dies nicht von Belang, weswegen dort die Schaltung aus [52] zu bevorzugen ist.

Ein Verstärkungsfaktor von  $n = 10$  bietet sich für den Prototypen an, da so bereits kleine Differenzspannungen abgebildet werden können sowie der Aussteuerbereich des ADC ausreichend ausgenutzt wird. Nur dadurch läßt sich die gesamte Auflösung nutzen. Weitere Details zur Hardware des Prototypen finden sich in Kapitel 3.4.9.

### Aufbau des Maximalwertgleichrichters

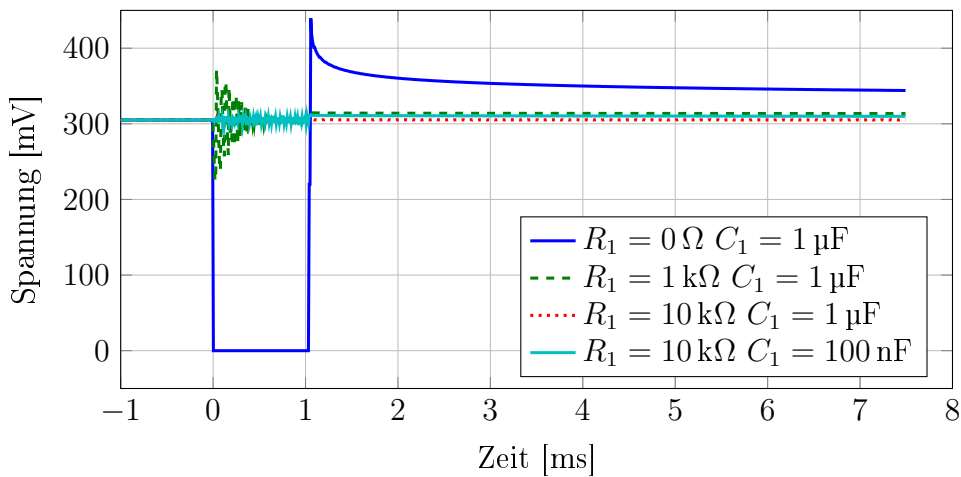
Ein Maximalwertgleichrichter läßt sich mit einem OPV aus einem Spannungsfolger ableiten, indem die Diode  $D_1$  und der Kondensator  $C_1$  ergänzt werden. Die Resetfunktion erlaubt der MOSFET  $Q_1$ , der den Kondensator entladen kann, sofern er leitend ist. Um ein Kurzschließen des Ausgangs des OPV zu vermeiden, wird ein Widerstand vor dem MOSFET eingefügt, der den Stromfluß begrenzt. Dies ist notwendig, da sonst der Ausgangsstrom des OPV in die Sättigung gerät und nach dem Öffnen von  $Q_1$  ein steiler Spannungsanstieg an  $C_1$  erfolgt. Dieser führt dazu, daß die Spannung an  $C_1$  die Eingangsspannung übersteigt und der Maximalwertgleichrichter falsche Werte ausgibt.

Mit  $R_1$  in Reihe im Entladezweig wird der Kondensator  $C_1$  nur auf den Momentanwert der Eingangsspannung  $U_{in}$  entladen, so daß ein steiler Spannungsanstieg mit folgendem Überspringen vermieden wird. Abbildung 3.29 zeigt den zugehörigen Schaltplan.



**Abbildung 3.29.:** Spitzenwertgleichrichter mit Reset und Widerstand

Bei der Wahl von  $C_1$  und  $R_1$  ist mit der Schaltung nach Abbildung 3.29 ein Kompromiß zu finden, da  $R_1$  und  $C_1$  ein Verzögerungsglied erster Ordnung beschreiben, dessen Zeitkonstante deutlich kürzer als die Periodendauer zwischen zwei aufeinanderfolgenden Messungen des Spitzenwertes sein muß, da in der Entladezeit des Kondensators keine Messung des Spitzenwertes der Eingangsspannung erfolgen kann. Wie bereits erwähnt, werden zwischen zwei Abtastungen des Spitzenwertgleichrichters durch den ADC des Mikroprozessors Zeiten von 0,1 s bis 1 s veranschlagt. Die Zeitkonstante des Tiefpasses ist demzufolge deutlich kürzer zu wählen, als die minimale Zeit zwischen zwei Abtastereignissen.



**Abbildung 3.30.:** Vergleich verschiedener Einstellungen von  $R_1$  und  $C_1$

In Abbildung 3.30 sind gemessene Zeitverläufe des Resetprozesses für verschiedene Kombinationen von  $R_1$  und  $C_1$  mit Zeitkonstanten zwischen 1 ms und 10 ms dargestellt. In allen Fällen liegt die Eingangsspannung des Maximalwertgleichrichters bei etwas mehr als 300 mV. Zum Vergleich ist auch der Verlauf des Resets beim Kurzschließen von  $C_1$  enthalten, d. h. für  $R_1 = 0 \Omega$ , bei dem die gemessene Ausgangsspannung für die Zeit, die  $Q_1$  leitet, auf Null zurückgeht.

Es ist zu erkennen, daß das Überspringen der Ausgangsspannung gegenüber dem Kurzschluß von fast 150 mV oberhalb der Eingangsspannung auf weniger als 10 mV deutlich reduziert werden kann. Dabei ist, wie erwartet, das Überspringen umso geringer ausgeprägt, je größer  $R_1$  und  $C_1$  sind. Bei  $R_1 = 10\text{ k}\Omega$  und  $C_1 = 1\text{ }\mu\text{F}$  ist kaum eine Spannungsüberhöhung mehr meßbar, jedoch ist mit einer Zeitkonstante von  $R_1C_1 = 10\text{ ms}$  eine vergleichsweise hohe Zeit erforderlich, bis sich die Ausgangsspannung der Eingangsspannung angepaßt hat. Aus Gründen der schnellen Ansprechzeit wird daher die Kombination mit  $C_1 = 100\text{ nF}$  und  $R_1 = 10\text{ k}\Omega$  verwendet, die eine Zeitkonstante von  $R_1C_1 = 1\text{ ms}$  aufweist.

### 3.4.9. Prototyp der adaptiven negativen Kapazitätsschaltung

Basierend auf dem in Kapitel 3.4.8 geschilderten Konzept wird nun ein Prototyp realisiert, um die Funktion der adaptiven negativen Kapazitätsschaltung zu testen. Zur einfacheren Umsetzung wird zunächst darauf verzichtet, die Hochspannungstauglichkeit bereits in den ersten Prototypen zu integrieren. Stattdessen wird eine maximale Spannungsamplitude von  $\pm 45\text{ V}$  verwendet. Dadurch verringern sich gegenüber der vollen Amplitude die Anforderungen an den Analogteil der Schaltung. Kern der Schaltung sind ein OPA445 Operationsverstärker für die negative Kapazität sowie ein aus ebenfalls mehreren OPA445 aufgebauter Differenzverstärker zur Messung von  $U_{Diff}$  gemäß Abbildung 3.28. Für den digitalen Teil wird mit einem ATMEL<sup>TM</sup> ATmega8-16AU ein einfacher 8bit RISC Mikroprozessor [7] verwendet. Dieser ist mit einer Taktfrequenz von bis zu 16 MHz ausreichend schnell für die benötigten Berechnungen und verfügt bereits über einen internen ADC, der bis zu acht Eingangssignale im Multiplexverfahren verarbeiten kann.

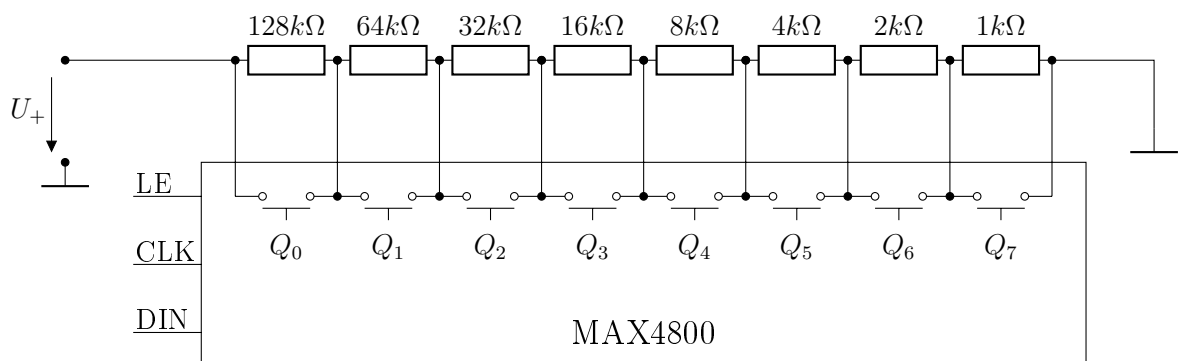
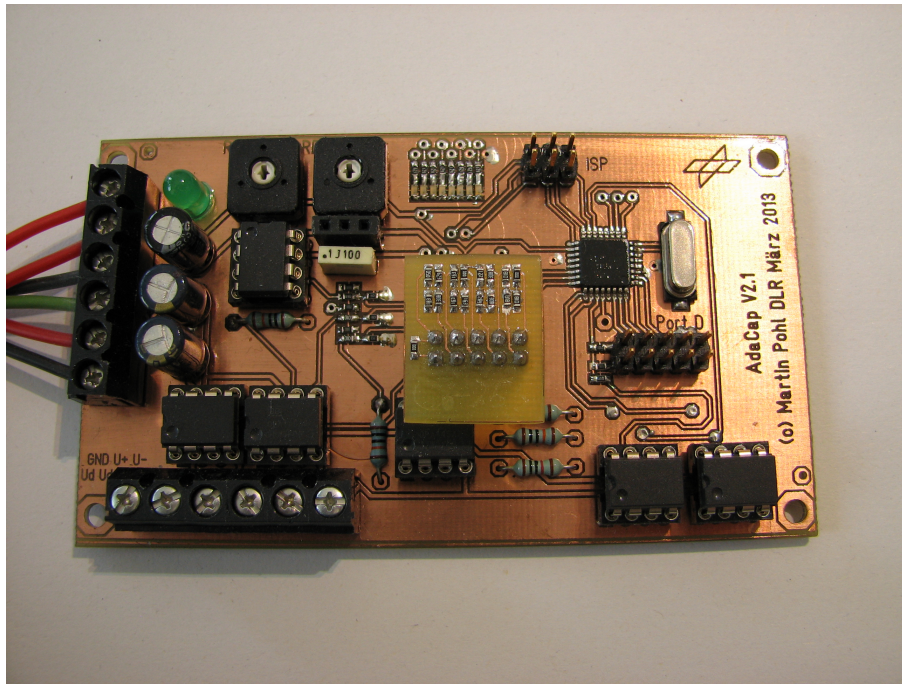


Abbildung 3.31.: Digitales Potentiometer mit MAX4800

Der Einstellwiderstand  $R_{adj}$  wird mit einem Halbleiterschalter MAX4800 [45] aufgebaut, da digitale Potentiometer nur bis zu Betriebsspannungen von maximal  $\pm 15\text{ V}$  kommerziell erhältlich sind. Mit einer geeigneten Beschaltung kann jedoch auch der MAX4800 als digitales Potentiometer verwendet werden. Dieses Bauteil ist eigentlich entwickelt worden, um Piezoantriebe bis zu einer Spannung von  $\pm 100\text{ V}$  zu schalten. Es verfügt über acht einzelne Schalter  $Q_0$  bis  $Q_7$ , die über ein Schieberegister digital angesteuert werden können. Damit kann, wenn die Schalter jeweils zu acht Widerständen mit  $1\text{ k}\Omega$  bis  $128\text{ k}\Omega$  parallelgeschaltet sind,  $R_{adj}$  in  $1\text{ k}\Omega$  Schritten zwischen  $0\text{ }\Omega$  und  $255\text{ k}\Omega$  variiert werden, je nachdem, welche Schalter geschlossen oder geöffnet sind. Das Prinzip ist in Abbildung 3.31 verdeutlicht. Die Signale LE, CLK und DIN bezeichnen dabei die Eingänge des Schieberegisters des MAX4800 (LE=Latch Enable, CLK=Clock Pulse, DIN=Data Input), über die die Bitfolge zum Öffnen und Schließen der Schalter durch den Mikroprozessor übertragen werden kann. Auf eine

weitere Erläuterung der Funktion des Schieberegisters sowie des Bauteils wird verzichtet, dazu sei auf das entsprechende Datenblatt in [45] verwiesen.

Mit den in den letzten Kapiteln konzipierten und entwickelten Komponenten wird die Leiterplatte des Prototypen erstellt. Diese ist mit ca.  $100 \times 60$  mm kompakt und enthält alle wesentlichen Elemente außer der Spannungsversorgung. Zur besseren Visualisierung der Einstellung weisen acht LEDs auf offene und geschlossene Schalter des MAX4800 hin. Externe Anschlüsse bieten die Möglichkeit, die Spannungen  $U_+$ ,  $U_-$ ,  $U_{Diff}$ ,  $\hat{U}_{Diff}$  sowie  $U_{OPV}$  z.B. mit Oszilloskopen zu messen. Ein Foto der Oberseite mit allen OPV und dem Mikroprozessor rechts oben ist in Abbildung 3.32 dargestellt.



**Abbildung 3.32.:** Prototyp der adaptiven negativen Kapazitätsschaltung

Wie in Abbildung 3.32 erkennbar, beinhaltet der Prototyp mit den steckbaren OPV, Anschlüssen, herausgeführten Ports und LEDs zum Debugging viele Komponenten, die in einer Serienhardware nicht erforderlich sind. Daraus lässt sich bereits ein Minaturisierungspotential ableiten. Weiterhin ist es möglich, die OPV in kleineren Gehäusen ebenfalls als SMD Bauteile zu verwenden. Zudem bietet die Nutzung integrierter Schaltkreise für den Instrumentenverstärker wesentliches Potential, da so drei OPV eingespart werden können. Insgesamt ist es so möglich, Größe und Bauraum der Platine in späteren Praxisanwendungen wesentlich zu verkleinern.

### 3.4.10. Test der adaptiven Schaltung am Biegebalken

#### 3.4.10.1. Ziel der Untersuchungen am Balken

Zum Funktionsnachweis der adaptiven negativen Kapazitätsschaltung wird der gleiche, einseitig eingespannte Biegebalken als Teststruktur verwendet, der bereits in Kapitel 3.3.5 genutzt wurde.

Mit den Untersuchungen am Balken sollen drei Sachverhalte nachgewiesen werden.

- Automatische Einstellung von  $R_{adj}$  durch die adaptive negative Kapazitätsschaltung im Fall der Instabilität oder Übersteuerung durch hohe mechanische Amplituden
- Einfluß des Widerstandes  $R_{adj}$  auf das Dämpfungsverhalten, sofern keine Übersteuerung von  $U_{OPV}$  vorliegt
- Einfluß der Einstellung von  $R_{adj}$  auf den Oberwellengehalt von  $U_{OPV}$  im Fall der Übersteuerung

Aktor 1 wird, wie in Kapitel 3.3.5 beschrieben, mit der negativen Kapazitätsschaltung verbunden und dämpft so die Balkenschwingung. Mit Aktor 2 wird der Balken mittels Sinus- oder Rauschsignalen erregt. Zur Messung der Systemantwort dient jedoch, im Gegensatz zu den Experimenten an der hochspannungstauglichen negativen Kapazitätsschaltung, ein Beschleunigungssensor an der Balkenspitze. Aufgrund des freien Endes tritt hier unabhängig von der Frequenz immer eine Verschiebung auf, so daß auch hochfrequente Bewegungsformen bis zu mehreren Kilohertz beobachtbar sind. Dies ist erforderlich, da die folgenden Messungen nicht auf nur eine Bewegungsform beschränkt werden, so daß bei der Messung der Schwingungsantwort mit einem piezoelektrischen Element nicht auszuschließen wäre, daß bestimmte Eigenformen nicht beobachtbar sind.

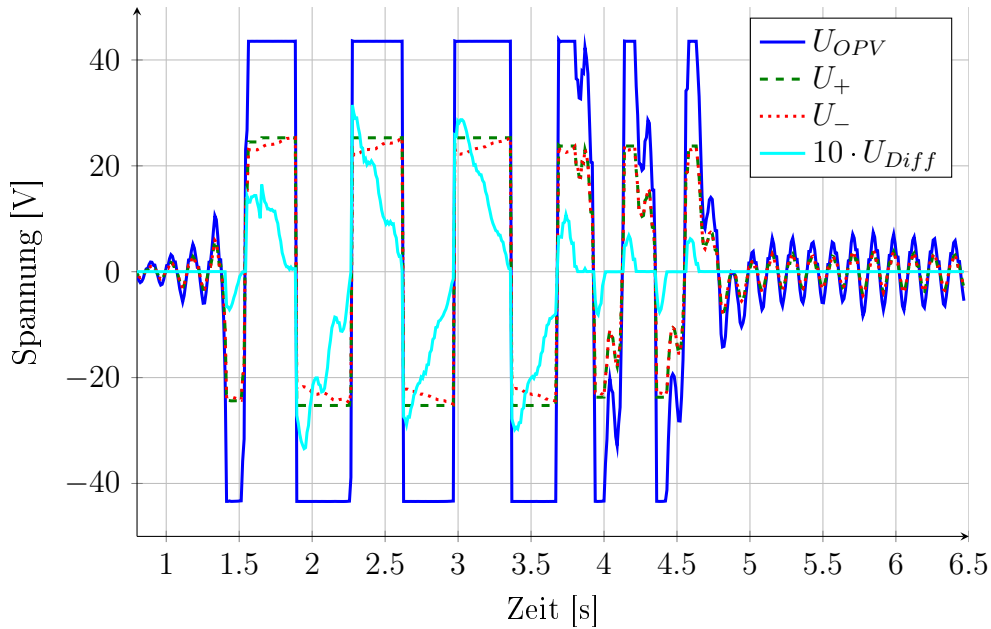
Die Eingangssignale stammen aus einem Funktionsgenerator und werden, mit einem Spannungsverstärker auf bis zu  $\pm 100$  V verstärkt, auf Aktor 2 gegeben, um den Balken zu Schwingungen anzuregen. Gemessen werden sowohl die Erregerspannung am piezoelektrischen Element als auch  $U_{OPV}$  sowie die bereits erwähnte Beschleunigung der Balkenspitze. Dafür kommen für Messungen im Zeitbereich ein Mehrkanalspeicheroszilloskop bzw. für Messungen im Frequenzbereich ein FFT-Analysator zum Einsatz. Die genauen Gerätetypen können dem Anhang unter C.1 entnommen werden.

#### 3.4.10.2. Experimentelle Untersuchung der adaptiven Einstellung von $R_{adj}$

Nach den Forderungen in Kapitel 3.4.1 besteht die zentrale Motivation bei der adaptiven negativen Kapazitätsschaltung darin, die Übersteuerung der Spannung  $U_{OPV}$  des zentralen OPV zu verhindern. Dies ist für zwei mögliche Ursachen gefordert, einerseits für die elektrische Instabilität und zum Anderen für die Übersteuerung aufgrund zu hoher mechanischer Schwingungsamplituden.

Für den Nachweis der adaptiven Einstellung im Falle der elektrischen Instabilität wird der Versuchsbalken in Ruhe, d.h. ohne mechanische Erregung, verwendet. Im Prototypen beträgt die Kapazität  $C_1$  der negativen Kapazitätsschaltung  $C_1 = 100$  nF. Bei einer Kapazität des innersten piezoelektrischen Elementes (Aktor 1) am Balken von  $C_{PZT} \approx 80$  nF und  $R_f = 100$  k $\Omega$  ist die elektrische Instabilität bei einem Wert von etwa  $R_{adj} = 125$  k $\Omega$  zu erwarten.

Zum Vergleich wird der kritische Wert von  $R_{adj}$  im Folgenden experimentell bestimmt. Dazu wird die negative Kapazität zunächst mit einem Wert für  $R_{adj}$  im stabilen Bereich an das auf dem Balken applizierte piezoelektrische Element angeschlossen. Durch sukzessives Erhöhen von  $R_{adj}$  wird die Grenze zur Instabilität bestimmt, indem die Schaltung von sich aus die in Abbildung 3.25 gezeigte Schwingung ausführt. Dies ist für  $R_{adj} = 130\text{ k}\Omega$  der Fall. Aus den auftretenden Spannungen bei der Instabilität wird vom Mikroprozessor in der adaptiven negativen Kapazitätsschaltung mittels der dargestellten Einstellkriterien die neue Einstellung für  $R_{adj}$  bestimmt. Dabei wird ein kritischer Wert des Einstellwiderstandes von  $R_{adjkrit} = 123\text{ k}\Omega$  ermittelt. Die dazugehörigen Verläufe der Ein- und Ausgangsspannungen des Operationsverstärkers der negativen Kapazität sind in Abbildung 3.33 dargestellt. Um Aussagen über den Verlauf von  $R_{adj}$  sowie der gemessenen und intern im Mikroprozessor verarbeiteten Spannungen zu ermöglichen, werden diese Größen parallel zu den Messungen per asynchroner serieller Kommunikation (UART, engl. Universal Asynchronous Receiver Transmitter, siehe dazu z. B. [1]) mitgeschrieben und können im Anhang in Kapitel D.1.3 eingesehen werden.



**Abbildung 3.33.:** Automatische Einstellung bei Instabilität mit 1 s Meßzeit bei Übersteuerung nach anfänglicher Fehlanpassung mit  $R_{adj} = 131\text{ k}\Omega$

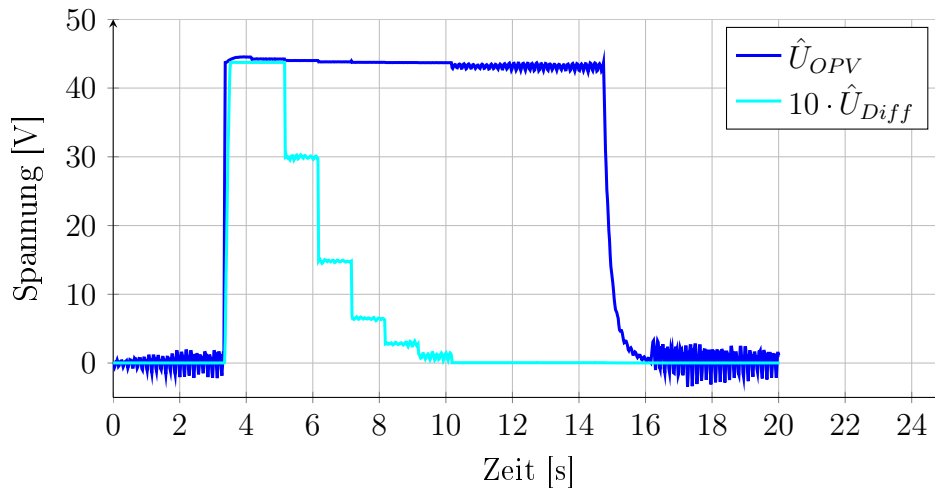
In der Abbildung wird die Instabilität bei einer Zeit von  $t = 1,3\text{ s}$  mit  $R_{adj} = 131\text{ k}\Omega$  erreicht. Im Anschluß werden die Spannungen gemessen, so daß ab  $t = 3,7\text{ s}$  die erste Korrektur auf  $R_{adj} = 123\text{ k}\Omega$  erfolgt. Durch die noch vorhandenen, jetzt abklingenden Nachschwingungen des Balkens erfolgt bei  $t = 4,5\text{ s}$  eine weitere Korrektur auf  $R_{adj} = 115\text{ k}\Omega$ . Nach Abklingen der Schwingung wird  $R_{adj}$  wieder auf  $R_{adj} = 123\text{ k}\Omega$  erhöht und verbleibt an dieser Stelle. Die noch vorhandene abklingende Restschwingung, die in Abbildung 3.33 zu sehen ist, ist durch die nur sehr schwach bedämpfte erste Eigenfrequenz des Balkens begründet.

Somit löst sich auch der scheinbare Widerspruch auf, daß die sukzessive Näherung ein anderes Ergebnis hervorruft, als die Berechnung von  $R_{adjkrit}$  aus den Stabilitätskriterien. In der Tat besitzt die Stabilität eine Hysterese, wobei bei nichterregtem Balken die Instabilität von der stabilen Seite bei  $R_{adj} = 131\text{ k}\Omega$  einsetzt, umgekehrt jedoch erst wieder eine sukzessive



Verringerung auf  $R_{adj} = 123 \text{ k}\Omega$  die negative Kapazität stabilisiert. Damit ist bewiesen, daß die vorab hergeleiteten Stabilitätskriterien und Einstellvorschriften den kritischen Einstellwiderstand  $R_{adjkrit}$  im Fall der elektrischen Instabilität korrekt beschreiben.

Im nächsten Schritt wird dies auch für die Übersteuerung als Folge zu hoher mechanischer Erregeramplituden untersucht. Dazu wird die adaptive negative Kapazitätsschaltung wiederum mit dem innersten piezoelektrischen Element des Balkens verbunden, so daß sie sich abgleichen kann. Auch hier stellt sich ohne Erregung wieder ein Wert von  $R_{adj} = 123 \text{ k}\Omega$  ein. Danach wird Aktor 2 des Balkens sprunghaft mit einem Erregersignal von  $U_{err} = 100 \text{ V}$  bei der zweiten Eigenfrequenz des Balken von  $f_{err} = 130,8 \text{ Hz}$  beaufschlagt und die Reaktion der adaptiven negativen Kapazitätsschaltung verfolgt. Abbildung 3.34 zeigt die dazugehörigen Verläufe von  $\hat{U}_{OPV}$  und  $10 \cdot \hat{U}_{Diff}$ . Zur besseren Visualisierungen sind jeweils nur die Spitzenwerte über der Zeit dargestellt.



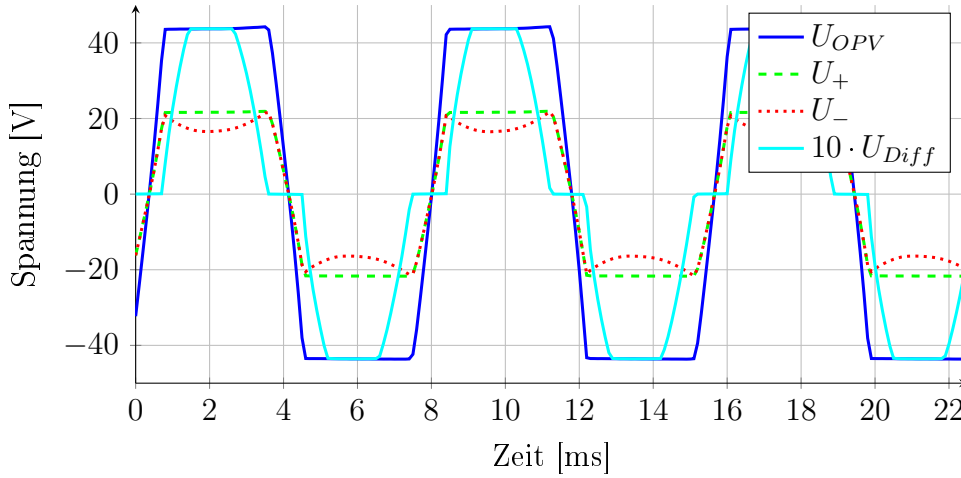
**Abbildung 3.34.:** Automatische Einstellung bei Instabilität mit 1s Meßzeit nach Übersteuerung infolge zu hoher mechanischer Anregungsamplitude

Wie anhand der sprunghaft steigenden Spannungen hervorgeht, wird das Erregersignal bei  $t \approx 3,5 \text{ s}$  auf das piezoelektrische Element gegeben. Mit der gewählten Amplitude ist die negative Kapazitätsschaltung dabei weit in der Übersteuerung. Daraufhin wird  $R_{adj}$  durch den Mikroprozessor mit der Einstellvorschrift nach Gleichung 3.33 in jedem Meßintervall neu berechnet und in den Stufen von  $123 \text{ k}\Omega$ ,  $99 \text{ k}\Omega$ ,  $81 \text{ k}\Omega$ ,  $70 \text{ k}\Omega$ ,  $65 \text{ k}\Omega$ ,  $62 \text{ k}\Omega$  und  $61 \text{ k}\Omega$  angepaßt. Der exakte Verlauf ist im UART Protokoll in Anhang D.1.3 einsehbar. Der Grund für die Anpassung in mehreren Stufen besteht in der sprunghaften Übersteuerung, so daß die zur Verfügung stehende Dynamik der Differenzspannung anfangs nicht ausreicht. Aus dem Grund liegt die erste Korrektur wesentlich zu hoch. Ab  $t = 10 \text{ s}$  ist die Differenzspannung nicht mehr meßbar, was ein Zeichen dafür ist, daß keine Übersteuerung mehr auftritt.

Zum besseren Verständnis sind in den Abbildungen 3.35 und 3.36 zusätzlich die Verläufe aller Spannungen am OPV und von der zehnfach verstärkten Differenzspannung für lediglich drei Perioden bei der Erregerfrequenz von  $f_{err} = 130,8 \text{ Hz}$  dargestellt.

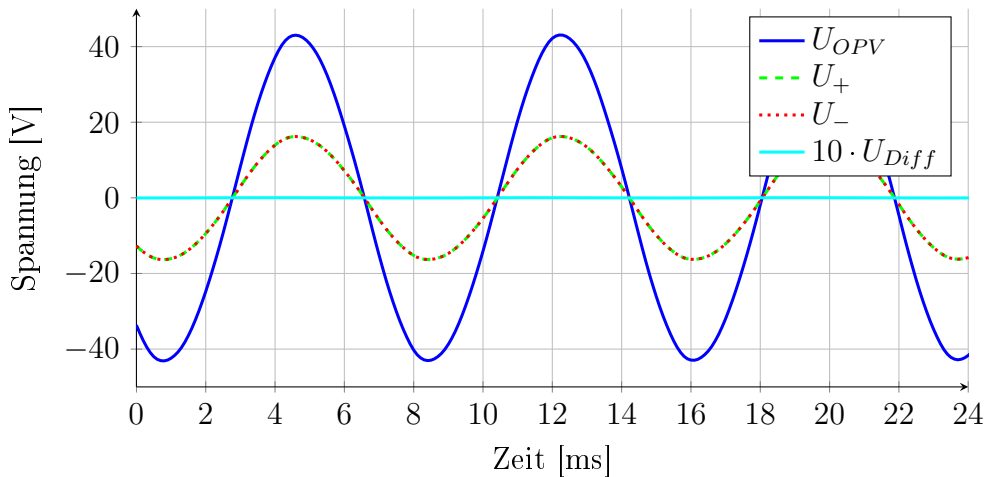
Abbildung 3.35 zeigt dabei den Zustand direkt nach Einschalten des Erregersignals, ohne Anpassung der adaptiven negativen Kapazitätsschaltung mit  $R_{adj} = 123 \text{ k}\Omega$ . Wie bereits erwähnt, übersteuert  $U_{OPV}$ , was sich in der Abbildung am nahezu rechteckigen Verlauf der Spannung erkennen läßt. Die durch die Fehlanpassung auftretende Differenzspannung ist

dabei so groß, daß selbst die zehnfach verstärkte Differenzspannung, die für die weitere Verarbeitung im Mikroprozessor genutzt wird, übersteuert. Anhand der Signalformen ist klar sichtbar, daß die negative Kapazitätsschaltung so nicht sinnvoll betrieben werden kann, da Oberschwingungen die Folge sind, die Energie in unerwünschte, höhere Frequenzbänder überführen.



**Abbildung 3.35.:** Zeitsignale der Spannungen im nicht adaptierten Zustand bei  $R_{adj} = 123 \text{ k}\Omega$ ,  $f_{err} = 130,8 \text{ Hz}$  und  $U_{err} = 100 \text{ V}$

Nach erfolgter Adaption sind die Übersteuerungseffekte nicht mehr nachweisbar, wie Abbildung 3.36 zeigt. Der Verlauf von  $U_{OPV}$  ist sinusförmig mit einer Amplitude von etwa 43 V, demzufolge wird die zur Verfügung stehende Betriebsspannung der negativen Kapazitätsschaltung von  $\pm 45 \text{ V}$  zu mehr als 95% ausgenutzt. Eine Abweichung zwischen den Eingangsspannungen des OPV  $U_+$  und  $U_-$  ist nicht meßbar, was sich durch die nicht vorhandene Differenzspannung erkennen läßt. Entsprechend ist eine wesentlich verbesserte Linearität der negativen Kapazitätsschaltung zu erwarten. In Kapitel 3.4.10.4 wird diese Thematik noch einmal intensiver untersucht.

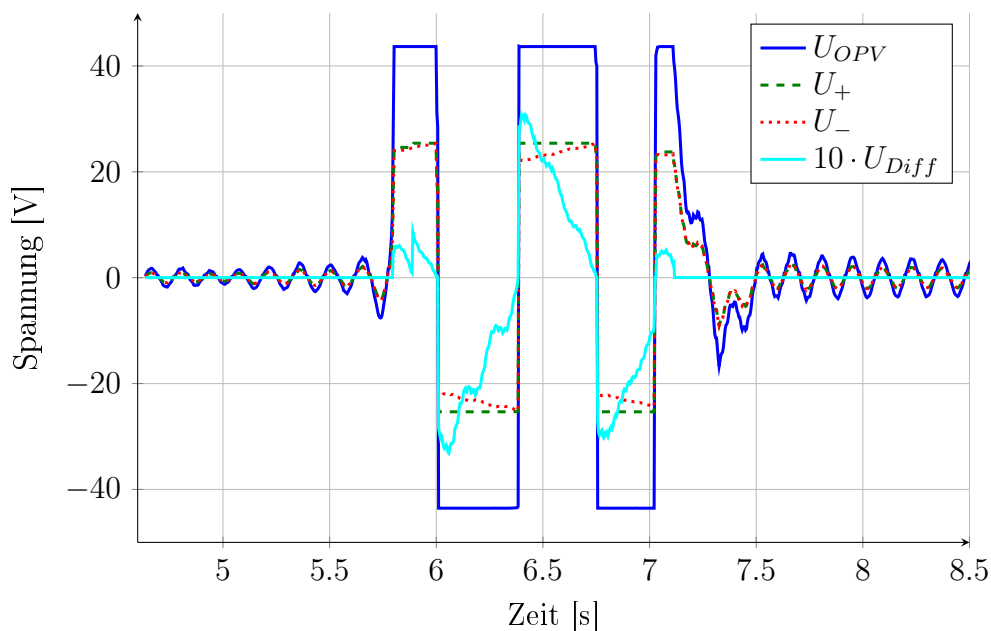


**Abbildung 3.36.:** Zeitsignale der Spannungen im adaptierten Zustand bei  $R_{adj} = 61 \text{ k}\Omega$ ,  $f_{err} = 130,8 \text{ Hz}$  und  $U_{err} = 100 \text{ V}$

Bei  $t = 14,5 \text{ s}$  wird die Erregung abgeschaltet und die Balkenschwingung klingt, gedämpft durch die negative Kapazitätsschaltung, schnell ab. Durch das Abklingen der Schwingung

sinkt auch die Aussteuerung der negativen Kapazitätsschaltung, wodurch eine Adaption nach Gleichung 3.35 für zu geringe Aussteuerung ausgelöst wird. Mit zwei Schritten durch das Ausschwingen über  $118\text{ k}\Omega$  und schließlich  $123\text{ k}\Omega$  wird wieder der Wert für den Balken in Ruhe erreicht.

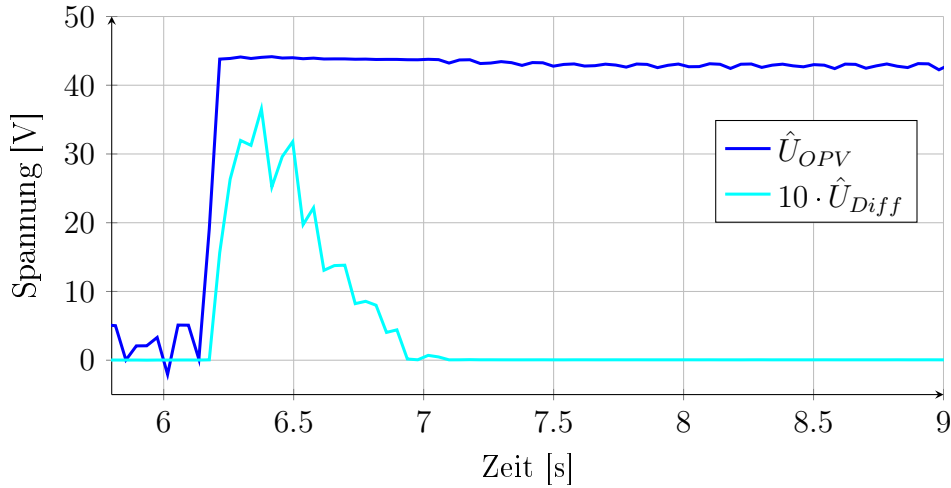
In den Abbildungen 3.33 und 3.34 waren für die jeweiligen Adaptionsprozesse Zeiten von  $3\text{ s}$  bzw.  $7\text{ s}$  erforderlich, bis sich die adaptive negative Kapazitätsschaltung auf die neuen Bedingungen angepaßt hat. Für eine praktische Anwendung des Verfahrens muß dies als zu langsam bewertet werden. Die Ursache dafür liegt daran, daß aus Gründen der besseren Meßbarkeit sowie Visualisierbarkeit des Einstellvorganges ein Meßintervall von  $1\text{ s}$  zwischen zwei einzelnen Anpassungsschritten der adaptiven negativen Kapazität festgelegt wurde. Faktisch kann das Meßintervall jedoch soweit verkürzt werden, wie es die tiefsten zu dämpfenden Frequenzen zulassen. Als Beispiel wurde die Meßzeit zehnfach verkürzt und mit  $0,1\text{ s}$  festgelegt. Dadurch kann die Anpassung wesentlich beschleunigt werden, wie die Abbildungen 3.37 und 3.38 mit  $0,1\text{ s}$  Meßzeit gegenüber Abbildung 3.33 und 3.34 verdeutlichen.



**Abbildung 3.37.:** Automatische Einstellung bei Instabilität mit  $0,1\text{ s}$  Meßzeit nach anfänglicher Fehlanpassung mit  $R_{adj} = 131\text{ k}\Omega$

Mit dieser Maßnahme wird die Zeit bis zur adaptiven Anpassung in beiden Fällen auf etwa eine Sekunde reduziert. Mit der daraus resultierenden Abtastfrequenz von  $10\text{ Hz}$  liegt die minimale Frequenz, bei der immer noch sicher ein Maximum im Meßzeitraum liegt, ebenfalls mit  $10\text{ Hz}$  nach wie vor sehr niedrig. Es besteht daher noch die Möglichkeit, die Meßzeit weiter zu verkürzen und die Anpassung so zu beschleunigen.

Eine untere Grenze für die Meßzeit entsteht dadurch, daß die Frequenz der Änderungen von  $R_{adj}$  in den hörbaren Bereich gerät, so daß Anpassungen von dessen Wert vom menschlichen Ohr wahrgenommen werden können. Insofern ist hier ein Kompromiß zu finden bzw. kann die Meßzeit auch je nach Änderungsrate des Eingangssignals durch den Mikroprozessor angepaßt werden. In der Firmware des Prototypen ist diese Funktion jedoch noch nicht implementiert.



**Abbildung 3.38.:** Automatische Einstellung mit 0,1 s Meßzeit bei Übersteuerung infolge zu hoher mechanischer Anregungsamplitude

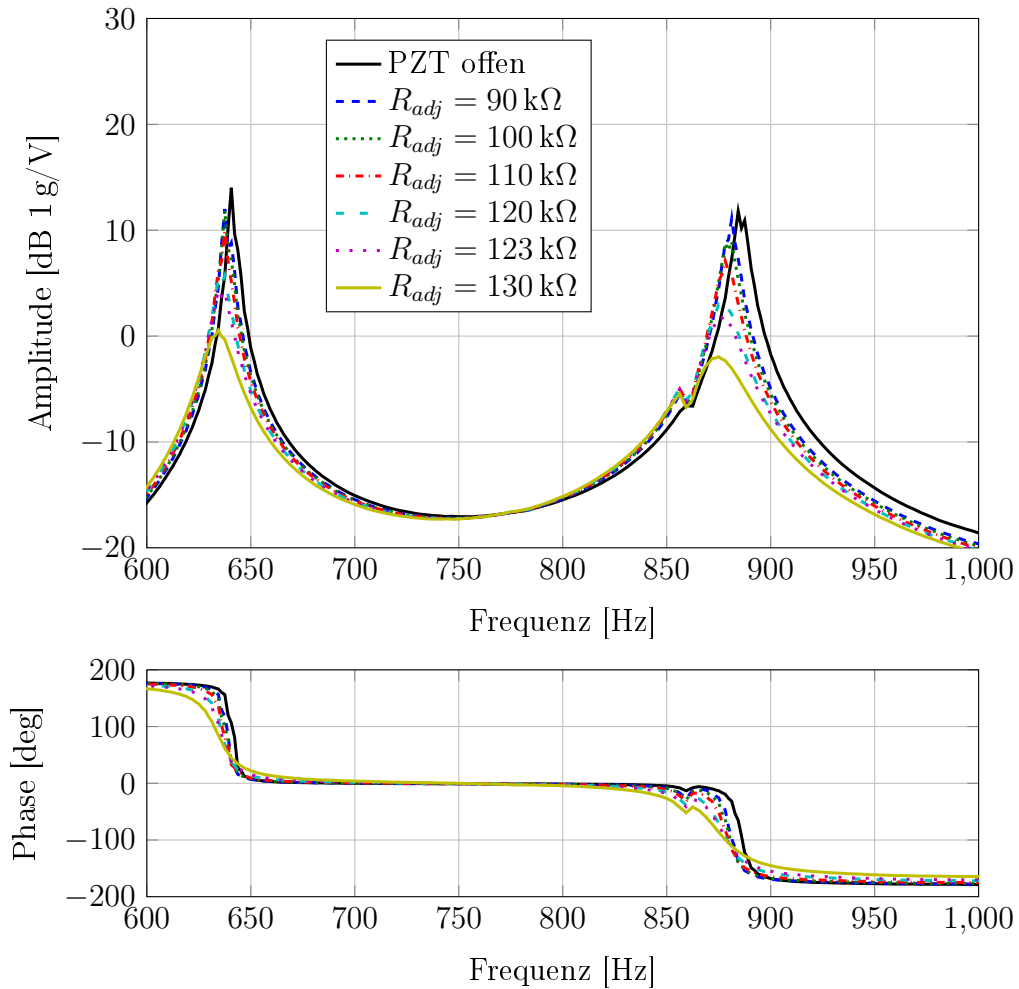
### 3.4.10.3. Einfluß von $R_{adj}$ auf die Amplitudenreduktion

Gemäß [38] oder [43], siehe dazu auch Abbildung 3.15, ist zu erwarten, daß eine Erhöhung von  $R_{adj}$  und damit auch eine Erhöhung des Betrages der negativen Kapazität bis nahe an die Instabilität auch eine Verbesserung der Dämpfungseigenschaften bewirkt. Entsprechend wird die Verringerung der Schwingungamplitude über einen Frequenzbereich bis 5 kHz experimentell bestimmt. Um auch bei Einstellungen der negativen Kapazität sehr nah an der Grenze der elektrischen Instabilität keine Übersteuerung hervorzurufen, wird nur mit einer sehr geringen Anregungsamplitude von lediglich  $U_{err} = 4$  V an Aktor 2 des Balkens gearbeitet. Auf diese Weise ist gesichert, daß die zur Verfügung stehende Ausgangsspannung der negativen Kapazität ausreicht.

Das entsprechende Resultat ist in Abbildung 3.39 für einen Frequenzbereich von 600 Hz bis 1 kHz dargestellt, wo sich die Änderung der Dämpfungseigenschaften besonders deutlich zeigt. Es ist klar zu erkennen, daß die Erhöhung des Betrages der negativen Kapazität über die Vergrößerung von  $R_{adj}$  erwartungsgemäß zu einer höheren Dämpfung führt. Dies ist sowohl an der verringerten Amplitude von bis zu 15 dB gegenüber der ungedämpften Konfiguration ohne negative Kapazität als auch an dem flacheren Verlauf der Phase erkennbar. Für den gesamten Frequenzbereich kann die Übertragungsfunktion im Anhang in Kapitel D.1.1 in Abbildung D.8 eingesehen werden.

Die offensichtliche Ursache für die mit Zunahme von  $R_{adj}$  größer werdende Amplitudenreduktion besteht zu einem Teil in der größeren Spannungsamplitude, mit der das piezoelektrische Element betrieben wird. Für den in Abbildung 3.39 betrachteten Frequenzbereich ist das Spektrum der Ausgangsspannung am Operationsverstärker  $U_{OPV}$  in Abbildung 3.40 dargestellt. Mit der Zunahme von  $R_{adj}$  steigt der Mitkopplungsgrad und damit auch  $U_{OPV}$ , was sich in steigender Dämpfung bemerkbar macht. Dies ist jedoch vor Allem zwischen den Resonanzen der Fall, wie aus der Abbildung hervorgeht. Bei den Resonanzfrequenzen unterscheiden sich die Ausgangsspannungen nur um wenige dB.

Viel offensichtlicher ist die Verschiebung der Phase bei  $U_{OPV}$  zu geringeren Werten, die somit den verbleibenden Teil der erhöhten Dämpfung bewirkt. Dies ist insofern konsistent, da bei einem krafterregten Schwingungssystem die Kraft der Verschiebung bzw. Beschleunigung



**Abbildung 3.39.:** Übertragungsfunktion für verschiedene Einstellungen von  $R_{adj}$  für eine Erregerspannung von  $U_{err} = 4$  V an Aktor 2

nigung um  $90^\circ$  voreilt. Im Fall der Dämpfung des Systems muß die Kraft, dieW durch die negative Kapazität in Kombination mit dem piezoelektrischen Element erzeugt wird, der Verschiebung um den gleichen Betrag nachhelfen. Je näher die Phase demzufolge bei  $90^\circ$  liegt, desto besser werden die Dämpfungseigenschaften.

Der Verlauf der Spannung  $U_{OPV}$  über den gesamten betrachteten Frequenzbereich von 0 Hz bis 5 kHz kann dem Anhang in Kapitel D.1.2 in Abbildung D.9 entnommen werden.

Somit kann festgestellt werden, daß insbesondere bei Annäherung an die elektrische Instabilität die Dämpfungswirkung überproportional zunimmt. Aufgrund des stets vorhandenen Risikos, die Instabilität auch durch mechanische Anregung auszulösen, kann die Motivation für die adaptive Einstellung der negativen Kapazität als bewiesen betrachtet werden, indem dadurch die Instabilität sicher vermieden wird. Nur so läßt sich die Leistungsfähigkeit der negativen Kapazitätsschaltung auch ausnutzen, ohne zu viel Dämpfung zu verlieren. Ein großer Sicherheitsabstand zur elektrischen Instabilität durch Verkleinerung von  $R_{adj}$  ist somit nicht mehr erforderlich.

Tatsächlich ist zwar für  $R_{adj} = 130$  kΩ die Dämpfung höher als für den von der adaptiven Einstellung ermittelten Wert von  $R_{adj} = 123$  kΩ. Da jedoch die Instabilität in ersterem Fall sofort bei einer etwas über die gewählte Anregung hinausgehenden Störung einsetzt, ist

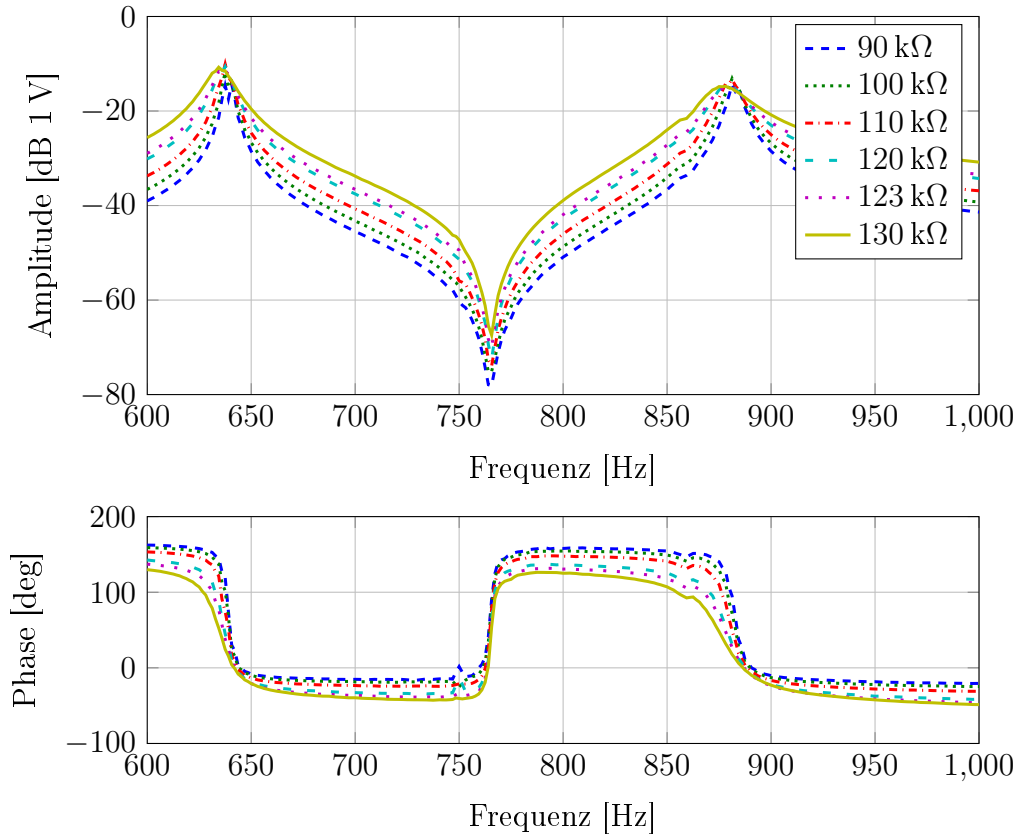


Abbildung 3.40.:  $U_{OPV}$  für verschiedene Einstellungen von  $R_{adj}$

der von der adaptiven Einstellung berechnete Betrag des Einstellwiderstandes als sinnvolles Optimum anzusehen.

#### 3.4.10.4. Einfluß von $R_{adj}$ auf den Oberschwingungsgehalt

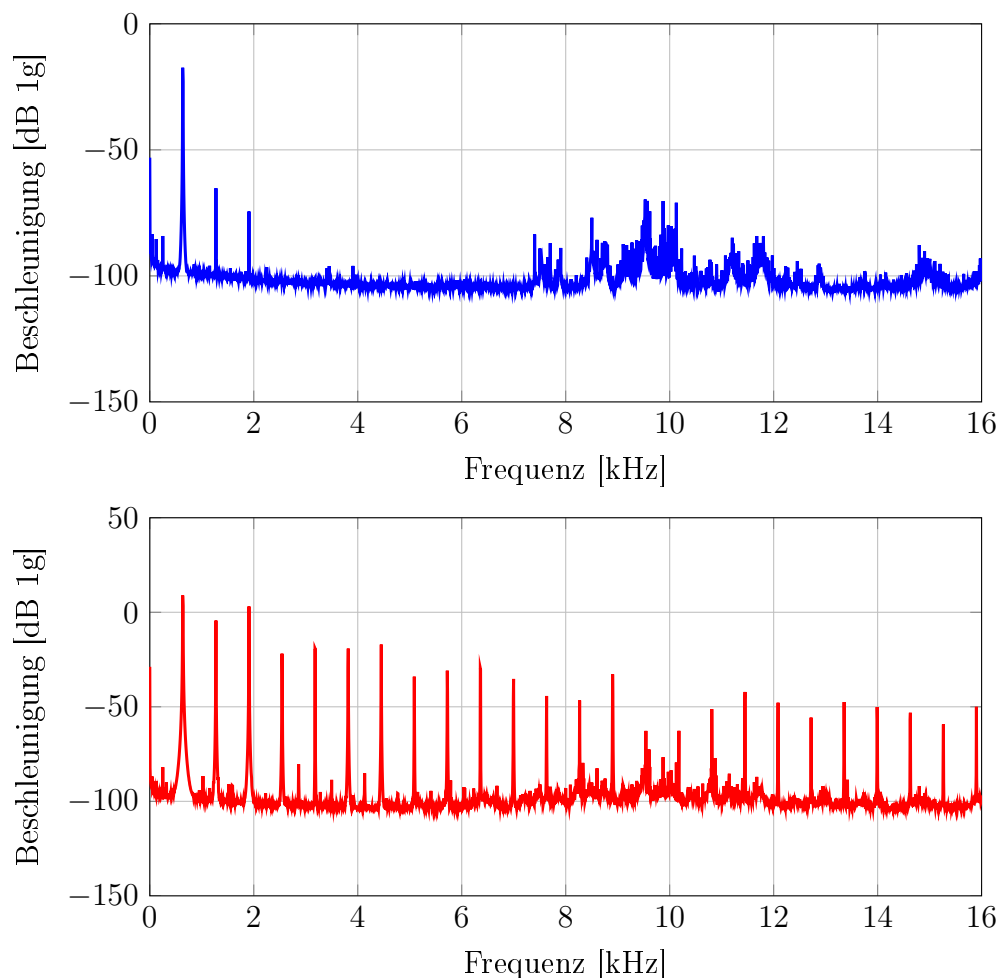
Die Abbildungen 3.39 sowie 3.40 sind mit einem Rauschsignal als Erregung und sehr kleiner Erregeramplitude von nur  $U_{err} = 4\text{ V}$  entstanden, so daß die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers  $U_{OPV}$  keine Übersteuerung aufweist. Bei einer Erhöhung der Erregeramplitude ist jedoch damit zu rechnen, daß die zur Verfügung stehende Ausgangsspannung nicht mehr ausreicht und der Operationsverstärker übersteuert, siehe Kapitel 3.4.10.2. Da dies neben der dadurch gestörten Dämpfung zudem mit einem Energietransfer in höhere Frequenzen verbunden ist, ist diese Erscheinung zu vermeiden, wofür die adaptive Einstellung der negativen Kapazitätsschaltung ausgelegt wurde.

Aus dem Grund soll untersucht werden, wie sich Änderungen des Widerstandes  $R_{adj}$  und damit der Mitkopplung auf die Übersteuerung und damit den Oberschwingungsgehalt der Balkenschwingung auswirken.

Zur experimentellen Untersuchung des Verhaltens des mit der negativen Kapazität gedämpften Balkens wird, im Gegensatz zu den Versuchen in vorigen Kapitel 3.4.10.3, eine monofrequente Anregung eingesetzt. Erstens konzentriert sich so die eingebrachte Schwingungsleistung auf einen kleinen Frequenzbereich und zweitens ist dadurch die Möglichkeit geboten, nichtlineare Verzerrungen anhand der Oberschwingungen, die zusätzlich zur angeregten Grundschiwingung auftreten, zu bestimmen. Je geringer der Oberschwingungsgehalt ist, de-

sto linearer arbeitet die Schaltung und desto geringere höherfrequente, akustisch durch das menschliche Ohr gut wahrnehmbare, Störungen sind zu erwarten.

Prinzipiell läßt sich der Oberschwingungsgehalt bei monofrequenter Anregung bereits im Spektrum der Antwort des Systems feststellen. Je mehr nichtlineare Verzerrungen auftreten, umso mehr Oberschwingungen sind zu sehen, deren Amplituden gegenüber der Grundschwingung zudem größer sind. In Abbildung 3.41 sind zur Verdeutlichung zwei verschiedene Spektren für die Beschleunigung der Spitze des Balkens mit unterschiedlichem Gehalt an Oberschwingungen bei monofrequenter Anregung dargestellt, die bei unterschiedlichen Erregerspannungen an Aktor 2 gemessen wurden. Es ist an den zahlreichen Ausschlägen und den im Vergleich höheren Pegeln im roten Spektrum zu erkennen, daß der Verzerrungsgehalt wesentlich höher ist, als im blauen Spektrum.



**Abbildung 3.41.:** Zwei Beispielspektren der Beschleunigung an der Balkenspitze mit geringem (blau, oben) und hohem (rot, unten) Gehalt an Oberschwingungen bei monofrequenter Erregung mit  $f_{err} = 636$  Hz, gemessen bei  $U_{err} = 4$  V bzw.  $U_{err} = 80$  V

Der Vergleich unterschiedlicher Spektren ist zwar sehr anschaulich, liefert jedoch ausschließlich qualitative Aussagen über nichtlineare Verzerrungen. Für die exakte Bewertung verschiedener Signale ist dies nicht hinreichend, so daß ein quantitatives Maß für den Gehalt an Oberschwingungen bzw. harmonischen Verzerrungen benötigt wird. Dazu existieren in der Literatur verschiedene Kennwerte. Das im deutschen Sprachraum bekannteste ist der

Klirrfaktor  $k$ , der beispielsweise bei Audioverstärkern angegeben wird, um deren Linearität bei unterschiedlichen Aussteuerungen zu bewerten. Seine Berechnungsvorschrift für die Spannung der (erwünschten) Grundschwingung  $U_1$  mit den Spannungen  $U_2$  bis  $U_n$  der  $n$  ganzzahligen Oberschwingungen ist Gleichung 3.36 zu entnehmen. Üblicherweise wird der Klirrfaktor in Prozent angegeben und stellt somit das Verhältnis der Leistung der Oberwellen zur Gesamtleistung eines Signal dar. Im englischen Sprachraum wird der Klirrfaktor als „Total Harmonic Distortion“  $THD_R$ , d. h. als harmonische Gesamtverzerrung, bezeichnet [67].

$$k = THD_R = \sqrt{\frac{\sum_{i=2}^n U_i^2}{\sum_{i=1}^n U_i^2}} \quad (3.36)$$

Daneben gibt es unter dem gleichen Namen auch noch eine zweite Definition, die sich lediglich darin unterscheidet, daß die Oberschwingungen nicht auf das Gesamtsignal aus Grund- und Oberschwingungen, sondern nur auf die Grundschwingung bezogen wird. Nach [67] wird dieser Wert als  $THD_F$  bezeichnet. Die entsprechende Definition ist in Gleichung 3.37 ebenfalls für  $n$  Oberschwingungen angegeben.

$$THD_F = \sqrt{\frac{\sum_{i=2}^n U_i^2}{U_1^2}} \quad (3.37)$$

Im Fall von Klirrfaktoren oder  $THD$ -Werten unterhalb von 5% unterscheiden sich die beiden Definitionen in Gleichung 3.36 sowie 3.37 kaum, siehe Abbildung 1 in [67]. Da in den folgenden Untersuchungen jedoch die negative Kapazität durch hohe mechanische Schwingungsamplituden weit bis in die Übersteuerung getrieben werden soll, ist die Voraussetzung kleiner Oberschwingungsgehalte nicht mehr gegeben. Weil die mechanische Erregung jeweils konstant gehalten wird, erscheint es sinnvoller, die Total Harmonic Distortion nach Gleichung 3.37 zu verwenden, da so stets mit der nahezu konstanten Amplitude der Grundschwingung die gleiche Bezugsgröße verwendet wird. Somit können die untersuchten Konfigurationen einfacher untereinander bewertet werden.

Insgesamt stellt der Wert der  $THD_F$  jedoch nur eine skalare Information über den gesamten Gehalt an Oberwellen dar, ohne auf deren spektrale Verteilung Rückschlüsse zuzulassen. Im Hinblick auf die unterschiedliche Wahrnehmung von Tönen verschiedener Frequenz durch das menschliche Ohr wäre eine spektrale Information hilfreich. Es bietet sich daher an, auf Basis der  $THD_F$  spektrale Informationen zu erzeugen, indem das Verhältnis für jede Oberschwingung einzeln gebildet wird. Auf diese Weise läßt sich ein neues Kriterium bilden, das nicht die harmonische Gesamtverzerrung abbildet, sondern nur den Anteil einer einzelnen Oberschwingung. Entsprechend wird dies nur noch als „Harmonic Distortion“  $HD_F$  bezeichnet. Die Definition für die  $i$ -te Oberschwingung ist in Gleichung 3.38 angegeben. Praktischerweise hebt sich so die Wurzel mit den Quadraten der Spannungen auf.

$$HD_{Fi} = \sqrt{\frac{U_i^2}{U_1^2}} = \frac{U_i}{U_1} \quad (3.38)$$

Für eine bessere Visualisierung in Spektren auch bei kleinen Werten für die  $HD$  ist es sinnvoll, ein logarithmisches Maß zu verwenden. Einfach vorstellbar sind Angaben in Dezibel,



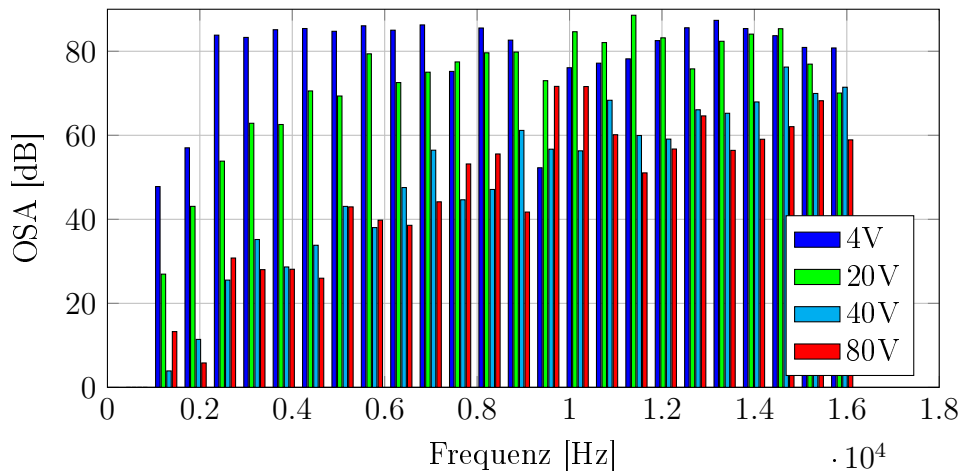
die den Abstand des Pegels der Oberschwingung vom Pegel der Grundschiwingung bezeichnen. Die Definition dieser fortan als Oberschwingungsabstand  $OSA$  bezeichneten Größe ist in Gleichung 3.39 angegeben.

$$OSA_i = -20 \cdot \log_{10} HD_{FI} = -20 \cdot \log_{10} \frac{U_i}{U_1} \quad (3.39)$$

Gemäß der Definition entspricht ein  $OSA$  von 20 dB einem Amplitudenverhältnis zwischen Ober- und Grundschiwingung von 1:10, 40 dB von 1:100 usw. Auf diese Weise steht ein Maß zur Verfügung, mit dem die Auswirkungen verschiedener Einstellungen auf Amplitude und spektrale Verteilung der Oberschwingungen quantitativ bewertet werden können.

Zur Erzeugung einer Referenz wird zunächst der Oberschwingungsgehalt der Beschleunigung der Balkenspitze ohne negatives Kapazitätsnetzwerk untersucht. Die Elektroden von Aktor 1 bleiben in dem Fall offen. Als exemplarische Erregerfrequenz wird die sechste Eigenfrequenz des Balkens bei 636 Hz für die folgenden Darstellungen genutzt. Da das Verhalten bei den anderen Eigenfrequenzen vergleichbar ist, kann sie als repräsentativ für die grundsätzlichen Effekte angesehen werden.

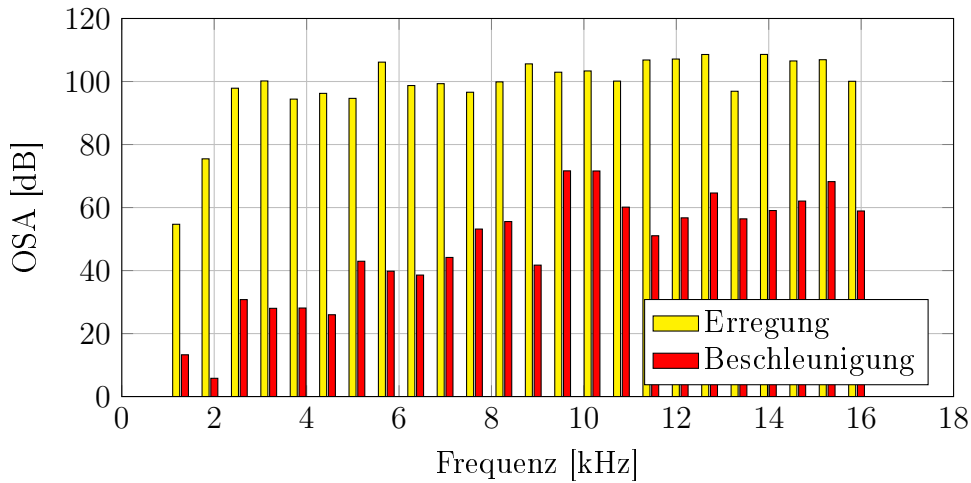
Dabei ergibt sich das in Abbildung 3.42 gezeigte Bild für verschiedene Erregerspannungsamplituden an Aktor 2 zwischen 4 V und 80 V. Aus Gründen der Übersicht sind die jeweiligen Werte für den Oberschwingungsabstand farblich markiert für die verschiedenen Erregerspannungen als Balken aufgetragen.



**Abbildung 3.42.:** Oberschwingungsabstand für verschiedene Erregerspannungen bei  $f_{err} = 636$  Hz ohne negative Kapazitätsschaltung

In den Signalen der Erregerspannung sind die Verzerrungen jedoch nicht enthalten, wie Abbildung 3.43 zeigt. Sie liegen über den Großteil des vermessenen Frequenzbereiches mit 100 dB an der Grenze der Empfindlichkeit des Meßsystems. Offenbar werden die nichtlinearen Verzerrungen demzufolge durch das Übertragungsverhalten der Piezokeramik in Aktor 2 verursacht. Aufgrund der festen Einspannung des Balkens in einer Stahlhalterung kann ein Einfluß des Versuchsstandes selbst vernachlässigt werden.

Ursache ist die Dehnungshysterese der verwendeten Piezokeramik bei Betrieb mit spannungsgeregelten Verstärkern, siehe z. B. Abbildung 3.3. Die dadurch hervorgerufene Nichtlinearität äußert sich mit zunehmender Betriebsspannung an der Piezokeramik mit einem



**Abbildung 3.43.:** Oberschwingungsabstand von Erregerspannung und Beschleunigung bei  $f_{err} = 636$  Hz und  $U_{err} = 80$  V ohne negative Kapazitätsschaltung

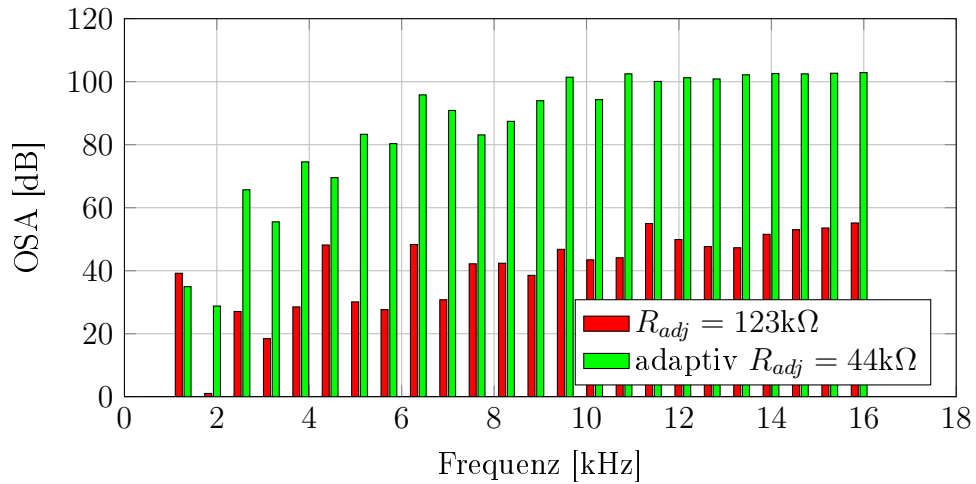
steigenden Anteil an Oberschwingungen, da gleichzeitig die Hystereseffläche größer wird. Obwohl geringere Oberschwingungen für diesen Versuch wünschenswert wären, sind die vorhandenen Bedingungen mit dem gegebenen Versuchsaufbau nicht anders umsetzbar. Da bei konstant gehaltener Erregerspannung jedoch stets das gleiche Verzerrungsverhalten der Piezokeramik auftritt, lassen sich die Unterschiede, die durch die Anwesenheit der negativen Kapazität verursacht werden, dennoch gut ermitteln.

Es ist zunächst sinnvoll, bevor der Oberschwingungsgehalt der Beschleunigung untersucht wird, auf den Oberschwingungsgehalt der Ausgangsspannung der negativen Kapazitätsschaltung einzugehen. Das hat den Grund, da die an dieser Stelle durch Übersteuern des Verstärkers vorhandenen Oberschwingungen sich auch über die zur Dämpfung genutzte Piezokeramik auf den Balken übertragen. Dazu werden zwei Einstellungen von  $R_{adj}$  verwendet. Bei der ersten wird  $R_{adj} = 123$  k $\Omega$  manuell festgelegt, um eine Übersteuerung kontrolliert herbeizuführen. In der zweiten Einstellung wird die adaptive negative Kapazitätsschaltung mit der in Kapitel 3.4.6 abgeleitete Einstellfunktion verwendet, die  $R_{adj}$  und somit den Mitkopplungsgrad soweit verringert, daß keine Übersteuerung mehr eintritt. Dies ist bei den in Tabelle 3.11 genannten Werten von  $R_{adj}$  in Abhängigkeit der Erregerspannung der Fall. Erwartungsgemäß ist  $R_{adj}$  bei steigender Erregerspannung immer weiter zu reduzieren, um ein Übersteuern der negativen Kapazität zu vermeiden.

**Tabelle 3.11.:** Maximalwerte für  $R_{adj}$  bei unterschiedlichen Erregerspannungen ohne Übersteuern

$U_{err}$ [V]	$R_{adj}$ [k $\Omega$ ]
4	123
20	109
40	69
80	44

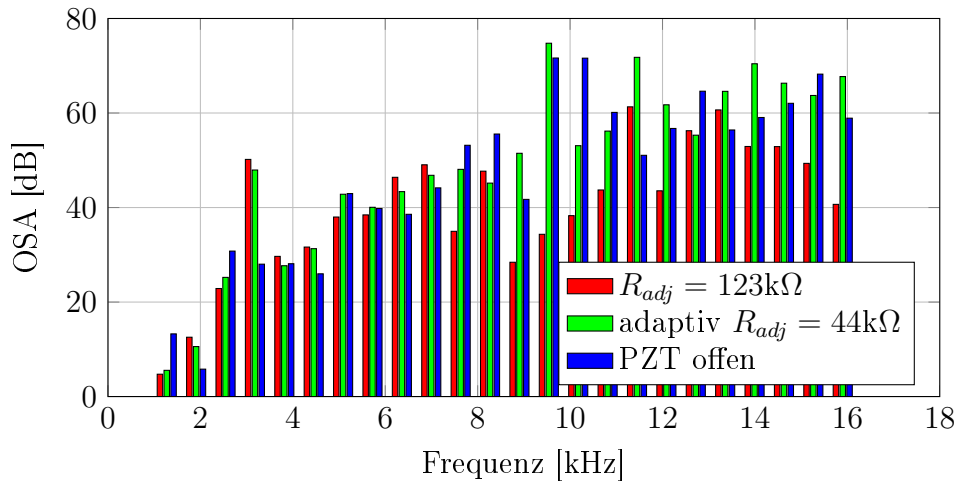
Exemplarisch für den Fall mit der größten vermessenen Erregerspannung von  $U_{err} = 80\text{ V}$  ist der Oberschwingungsabstand der Ausgangsspannung  $U_{OPV}$  ebenfalls für die ersten 25 harmonischen Frequenzen in Abbildung 3.44 dargestellt. Darin ist zu erkennen, daß der OSA durch die adaptive Einstellung von  $R_{adj}$  in der negativen Kapazität um mehr als 40 dB für fast alle Oberschwingungen verbessert werden kann. Die Amplitude von  $U_{OPV}$  bei der Grundschiwingung - der eigentlich zu dämpfenden Frequenz - wird dadurch nur um etwa 3 dB reduziert, wodurch die Schwingungsdämpfung bei dieser Frequenz ebenfalls geringfügig abfällt. Für die anderen Betriebsspannungen ist das Verhalten vergleichbar, siehe Anhang Kapitel D.1.4 Abbildung D.10 bis D.13 mit Ausnahme von  $U_{err} = 4\text{ V}$ . Aufgrund der geringen Erregung kann hier die maximale Mitkopplung eingesetzt werden, so daß die adaptive Einstellung ebenfalls  $R_{adj} = 123\text{ k}\Omega$  verwendet. Dadurch ist der OSA nahezu identisch und variiert nur durch Meßtoleranzen.



**Abbildung 3.44.:** Oberschwingungsabstand von  $U_{OPV}$  für verschiedene  $R_{adj}$  bei  $U_{err} = 80\text{ V}$  und  $f_{err} = 636\text{ Hz}$

Zu erwarten wäre, daß sich der stark verringerte Oberschwingungsgehalt von  $U_{OPV}$  auch äquivalent bei der Betrachtung der Beschleunigung an der Balkenspitze auswirkt. Für den Fall von  $U_{err} = 80\text{ V}$  sind die Werte in Abbildung 3.45 dargelegt. Es ist zu erkennen, daß die Verbesserung des OSA bei der mechanischen Antwort des Balkens durch die adaptive Einstellung geringer ausfällt, als es nach der Verbesserung des OSA für die Ausgangsspannung  $U_{OPV}$  der negativen Kapazität zu erwarten wäre. Es ist offensichtlich, daß es sich hier um einen Maskierungseffekt handelt, der durch die bereits ohne angeschlossene negative Kapazitätsschaltung vorhandenen Oberschwingungen infolge der nichtlinearen Übertragungseigenschaften der Piezokeramik in Aktor 2 hervorgerufen wird, wie in Abbildung 3.42 zu erkennen.

Dennoch ist, insbesondere im hohen Frequenzbereich über 10 kHz, die Verbesserung des OSA infolge adaptiver Einstellung gegenüber  $R_{adj} = 123\text{ k}\Omega$  deutlich meßbar. Teilweise liegt der OSA sogar oberhalb dem, der ohne angeschlossene negatives Kapazitätsnetzwerk („PZT offen“ in Abbildung 3.45) gemessen wurde, was als Indiz für die aktive Dämpfung von Oberschwingungen durch die negative Kapazitätsschaltung interpretiert werden kann. Auch wenn diese Frequenz weit oberhalb des in Tabelle 3.5 spezifizierten Frequenzbereiches für die adaptive negative Kapazitätsschaltung liegt, ist davon auszugehen, daß derartige Frequenzen als akustisch störend wahrgenommen werden, so daß sich deren Verringerung als vorteilhaft herausstellt.



**Abbildung 3.45.:** Oberschwingungsabstand der Beschleunigung für verschiedene  $R_{adj}$  bei  $U_{err} = 80\text{ V}$  und  $f_{err} = 636\text{ Hz}$

Im praktischen Versuch ist der verringerte Oberschwingungsgehalt bei der adaptiven Einstellung auch subjektiv klar an einem wesentlich weniger klirrenden Geräusch des schwingenden Balkens wahrzunehmen. Die Abbildungen für die restlichen gemessenen Erregerspannungen sind ebenfalls unter D.14 bis D.17 dem Anhang Kapitel D.1.5 zu entnehmen.

#### 3.4.10.5. Zusammenfassung der Vermessung der adaptiven negativen Kapazitätsschaltung am Balken

Das Ziel bei der Einführung der Adaptivität in die negative Kapazitätsschaltung besteht nach Kapitel 3.4.1 darin, ein Übersteuern der Schaltung infolge der elektrischen Instabilität oder zu hoher mechanischer Schwingungsamplituden zu vermeiden. Zur Verifikation dessen sind an einer Balkenstruktur die in den Kapiteln 3.4.10.2 bis 3.4.10.4 dokumentierten Untersuchungen vorgenommen worden.

Es konnte nachgewiesen werden, daß die adaptiven Einstellkriterien, mit denen die passenden Werte für  $R_{adj}$  bestimmt werden, zuverlässig die Grenze der elektrischen Instabilität treffen. Daß die Schaltung auch bis kurz darüber hinaus stabil bleibt, ist kein Fehler in der Berechnung, sondern nur auf sehr geringe Anregungen beschränkt. Andernfalls tritt die Instabilität ein und kann auch durch Wegnahme der Störung nicht mehr beseitigt werden. Darüberhinaus bietet die Variation der Meßzeit, in der die Spannungen  $U_{OPV}$ ,  $U_{Diff}$  und  $U_{OPV_{max}}$  gemessen werden, eine Möglichkeit zur Beeinflussung der Geschwindigkeit der Anpassung.

Ferner konnte gezeigt werden, daß durch die Verwendung der Adaptivität der Sicherheitsabstand zur elektrischen Instabilität kleiner gewählt werden kann, wodurch sich die Dämpfung erhöht. Parallel dazu führt die Vermeidung der Übersteuerung bei hohen Schwingungsamplituden zu verringerten Oberschwingungen und somit zu weniger hochfrequenten Störungen.

Zusammenfassend können so die eingangs formulierten Ziele der adaptiven negativen Kapazitätsschaltung als erfüllt betrachtet werden. Es wurden nicht nur die Einstellkriterien hergeleitet, sondern diese auch in eine elektrische Umsetzung überführt, in einen Prototypen umgesetzt sowie die Firmware für den verwendeten Mikroprozessor entwickelt. Die

gewählte Lösung für die Variation von  $R_{adj}$  mittels eines selbst umgesetzten digitalen Potentiometers erwies sich dabei als zweckdienlich und sehr robust. Die Auflösung von 8 bit ist hierbei für einen Prototypen ausreichend, um die grundsätzliche Eignung des Verfahrens zu demonstrieren, sollte jedoch für weitere Anwendungen noch erhöht werden.

## 3.5. Hochspannungstaugliche adaptive negative Kapazitätsschaltung

### 3.5.1. Notwendigkeit der hochspannungstauglichen adaptiven negativen Kapazitätsschaltung

In den Kapiteln 3.3 und 3.4 wurden jeweils die Teilaspekte Hochspannungstauglichkeit und die adaptive Einstellung der negativen Kapazitätsschaltung behandelt. In beiden Fällen wurde ein Konzept aufgestellt, die notwendigen Bedingungen hergeleitet und ein Prototyp passend dazu ausgelegt. Dieser wurde anschließend aufgebaut und an einer Balkenstruktur erprobt, um die gewünschte Funktion zu verifizieren. Aus Komplexitätsgründen wurden beide Aspekte einzeln behandelt, wie dies bereits in der Struktur der Arbeit dargelegt ist, siehe dazu Abbildung 1.1.

Es bietet sich jetzt an, die beiden erprobten Teillösungen zu einem einzigen System zusammenzufassen. Ziel ist es, mit beiden Maßnahmen die mögliche Dämpfung von Schwingungen zu maximieren. Dazu ist zwingend die Hochspannungstauglichkeit erforderlich, um auch bei hohen Schwingungsamplituden noch ausreichend Dämpfung zu ermöglichen. Zudem ist die adaptive Einstellung erforderlich, damit der passende Wert für  $R_{adj}$  zur Vermeidung der elektrischen Instabilität eingehalten werden kann. Obwohl das Übersteuerungsrisiko infolge hoher Schwingungsamplituden bei der Verwendung des gesamten Betriebsbereiches des an die negative Kapazität angeschlossenen piezoelektrischen Elementes bereits wesentlich verringert werden kann, so ist es dennoch nicht auszuschließen und wird durch die Adaption von  $R_{adj}$  sicher vermieden.

Aus den dargestellten Gründen werden nachfolgend beide Systeme zur hochspannungstauglichen adaptiven negativen Kapazitätsschaltung kombiniert.

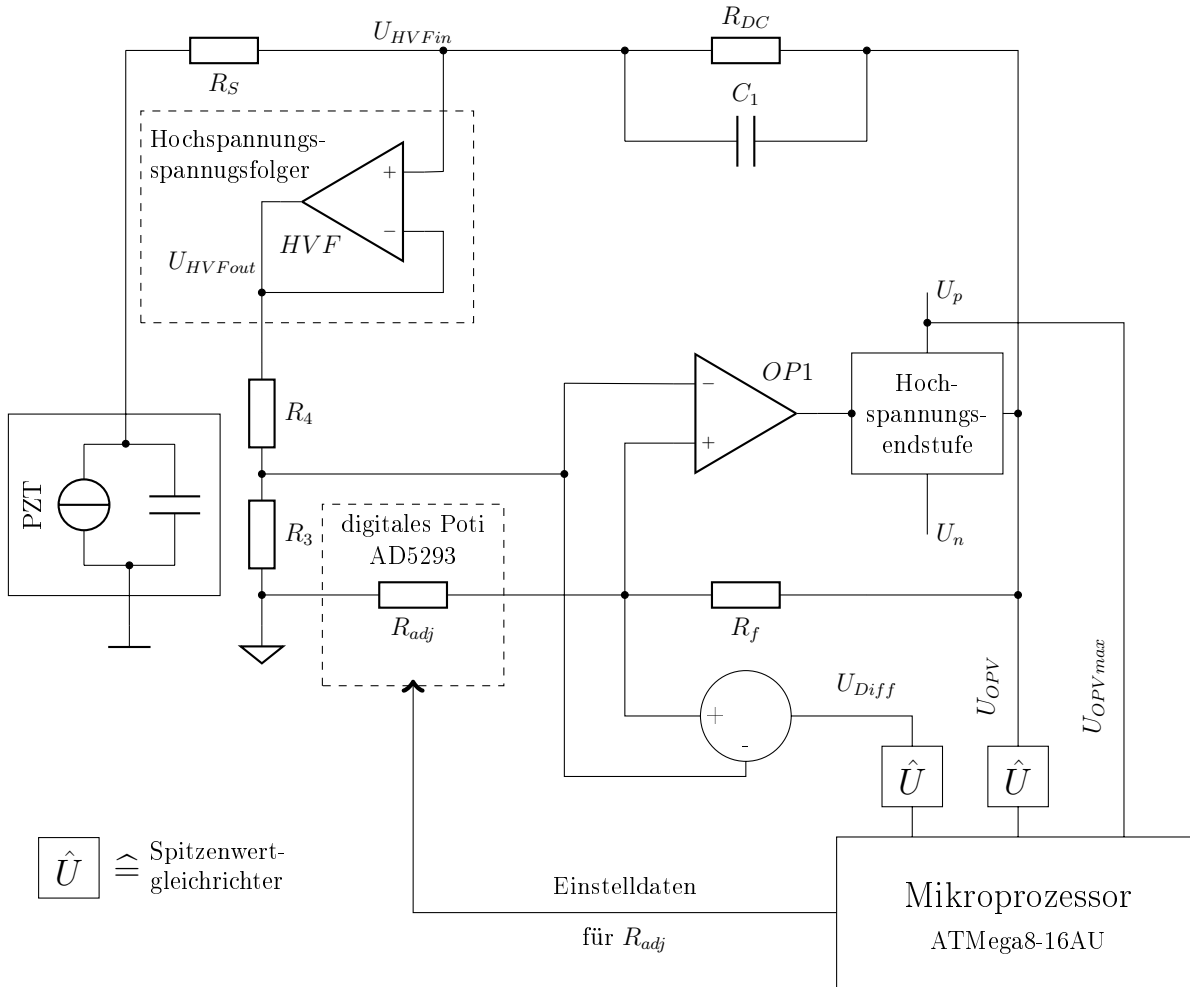
### 3.5.2. Schaltungsentwurf

Für die adaptive hochspannungstaugliche negative Kapazitätsschaltung ist es erforderlich, die für die Adaptivität nötigen Schaltungskomponenten in die hochspannungstaugliche Schaltung zu integrieren. Im Wesentlichen umfaßt dies die Gewinnung der Differenzspannung, die Spitzenwertgleichrichter, einen Mikroprozessor sowie einen digital veränderlichen Einstellwiderstand  $R_{adj}$ .

An dieser Stelle zeigt sich der Vorteil, den das gewählte Konzept der hochspannungsgerechten negativen Kapazität gegenüber z. B. einem einzelnen hochspannungsgeeigneten OPV aufweist. Da der die negative Kapazität bildende Operationsverstärker in der hochspannungstauglichen Variante ( $OP1$  in Abbildung 3.9) ein üblicher  $\pm 15\text{ V}$  Standardtyp ist, müssen die für die Adaptivität nötigen Bauteile ebenfalls nur diese Spannungsfestigkeit aufweisen.

Dadurch kann der Aufbau wesentlich vereinfacht werden, indem für die analoge Signalverarbeitung auf eine Vielzahl kommerziell verfügbarer Bausteine zurückgegriffen werden kann.

Grundsätzlich orientiert sich das Schaltungskonzept an dem in Abbildung 3.27 vorgestellten Prinzip für die adaptive negative Kapazitätsschaltung. Ergänzt werden die Hochspannungsendstufe, der Hochspannungs-Spannungsfolger sowie die angepassten Spannungsteiler zur Sicherstellung der zulässigen Eingangsspannungen aller Operationsverstärker. Daraus kann das in Abbildung 3.46 gezeigte Konzept für die kombinierte Schaltung abgeleitet werden.



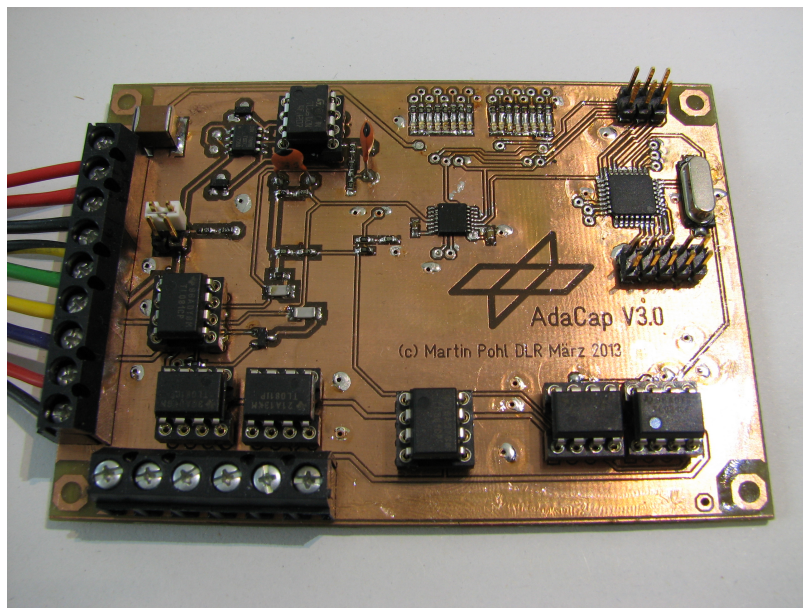
**Abbildung 3.46.:** Konzept der adaptiven, hochspannungsgeeigneten negativen Kapazitätsschaltung

Der Differenzverstärker zur Bestimmung von  $U_{Diff}$  wird, vergleichbar Abbildung 3.28, aus vier OPV vom Typ TL081 aufgebaut. Gleiches gilt für die Spitzenwertgleichrichter, auch sie sind mit je einem OPV TL081 realisiert. Für den Einstellwiderstand  $R_{adj}$  bietet sich jetzt die Möglichkeit, ein handelsübliches digitales Potentiometer zu benutzen, das für die notwendigen Betriebsspannung von  $\pm 15$  V erhältlich ist. Ein AD5293 des Herstellers Analog Devices bietet sich hierfür an und besitzt mit einer Auflösung von 10 bit den vierfachen Einstellbereich gegenüber dem Prototypen der adaptiven negativen Kapazitätsschaltung. Die Hochspannungsendstufe sowie der Hochspannungs-Spannungsfolger  $HVF$  können direkt vom hochspannungstauglichen Prototypen übernommen werden.

Zur Wahrung der Eingangsspannungen für  $OP1$  werden die Widerstände mit  $R_4 = 380\text{ k}\Omega$  und  $R_3 = 20\text{ k}\Omega$  gewählt. Mit  $R_f = R_4$  und dem AD5293 für  $R_{adj}$  mit einem Einstellbereich von  $R_{adj} = 0\ldots 20\text{ k}\Omega$  kann ein weiterer Bereich an potentiellen Kapazitäten des piezoelektrischen Elementes adressiert werden.

Ebenfalls kann die Firmware des Mikroprozessors in weiten Teilen von der adaptiven negativen Kapazitätsschaltung übernommen werden, da die an dieser Stelle formulierten Einstellgesetze analog auch für die hochspannungstaugliche Schaltung gelten. Hinzugefügt wird dabei der aus  $R_3$  und  $R_4$  gebildete Spannungsteiler am invertierenden Eingang von  $OP1$ . Weiterhin ist, zumindest unter der Verwendung eines ATmega8 Mikroprozessors, zu beachten, daß dessen eingebauter ADC nur eine Auflösung von 10 bit aufweist. Damit ist es nicht möglich, die zur Verfügung stehende Auflösung von  $R_{adj}$  adäquat zu nutzen, da durch die Verarbeitung in den Einstellkriterien eine Änderung um ein Bit am Eingang eine größere Änderung bei  $R_{adj}$  hervorruft. Da jedoch die Berechnung nur im Takt der Messungen durchgeführt werden muß, liegt zwischen zwei aufeinanderfolgenden Abfragen der Spitzenwertgleichrichter ausreichend Zeit für eine Vielzahl von Auslesevorgängen des ADC. Dadurch ist es möglich, mittels Überabtasten und anschließendem Mitteln die Auflösung des internen ADC um zwei Bit zu erhöhen, womit die Verhältnisse ähnlich sind, wie beim Prototypen der adaptiven negativen Kapazitätsschaltung.

Mit diesen Voraussetzungen wird das Leiterplattenlayout für einen Prototypen der adaptiven negativen Kapazitätsschaltung erstellt und der Prototyp aufgebaut. Mit einer Fläche von  $100 \times 70\text{ mm}$  ist dieser nur unwesentlich größer, als der Prototyp der rein adaptiven Schaltung. Ein Foto der Leiterplatte ist in Abbildung 3.47 zu sehen.



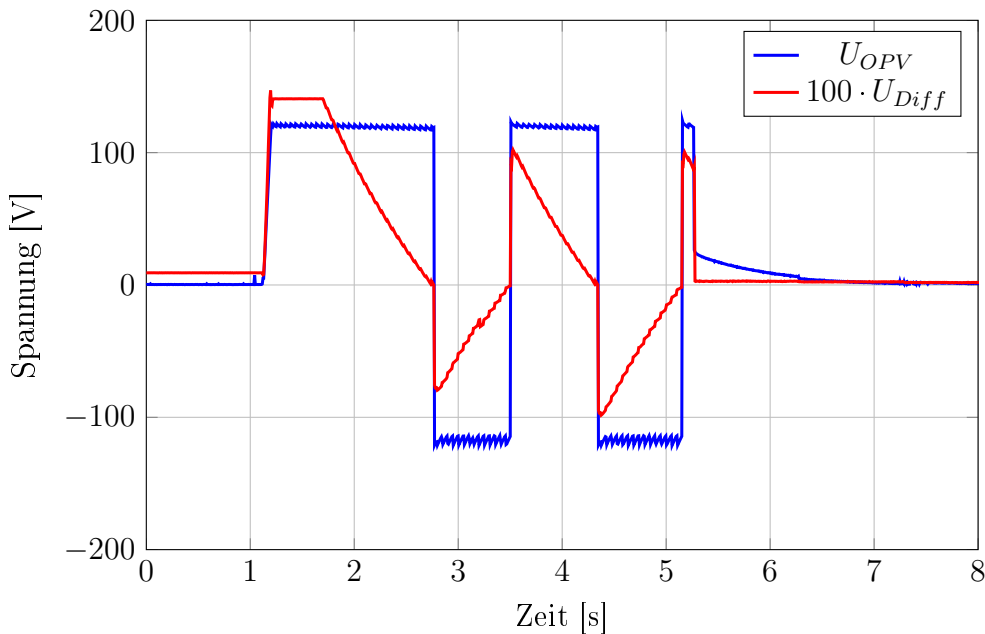
**Abbildung 3.47.:** Prototyp der hochspannungstauglichen adaptiven negativen Kapazitätsschaltung

Die verbauten Operationsverstärker sind ebenfalls in Fassungen steckbar realisiert, um sie bei Bedarf tauschen zu können. Hier ist noch Potential zur Miniaturisierung der gesamten Schaltungsanordnung vorhanden, zumal der LED-Indikator hinten, rechts der Mitte sowie die Anschlußblöcke an der vorderen Seite nur zum Debugging in der Testphase erforderlich sind.

### 3.5.3. Experimentelle Untersuchung der adaptiven hochspannungstauglichen negativen Kapazitätsschaltung

Die generelle Funktion der vorgestellten Erweiterungen der negativen Kapazität - Hochspannungstauglichkeit und adaptive Einstellung - wurden bereits in den Kapiteln 3.3.5 und 3.4.10 experimentell erfolgreich an einer Balkenstruktur nachgewiesen.

Aus dem Grund soll an dieser Stelle der experimentelle Nachweis der Adaption im Fall der Instabilität infolge einer vorsätzlich herbeigeführten Fehlanpassung von  $R_{adj}$  ausreichen. Zu dem Zweck wird die adaptive negative Kapazitätsschaltung mit einem piezoelektrischen Element verbunden. Mit  $R_{adj} = 10,47 \text{ k}\Omega$  wird zu Beginn die Instabilität ausgelöst, um daraus den neuen Einstellwert zu bestimmen. Die dazugehörigen Spannungen  $U_{OPV}$  und  $U_{Diff}$  sind in Abbildung 3.48 zu sehen. Aus Gründen der Anschaulichkeit wurde  $U_{Diff}$  mit einen Faktor 100 multipliziert, damit die parallele Anzeige beider Spannungen in der Abbildung möglich wird. Um die Belastung für die Bauteile geringer zu halten, wurde nicht die maximal mögliche Spannungsamplitude von  $\pm 250 \text{ V}$  für  $U_{OPV}$  genutzt, sondern mit  $\pm 125 \text{ V}$  nur die Hälfte. Gemessen sind alle Spannungen mit Referenz zu Signal Ground ( $SGND$  bzw.  $U_m$ ).



**Abbildung 3.48.:** Verläufe von  $U_{OPV}$  und  $U_{Diff}$  bei der adaptiven Einstellung im Fall der elektrischen Instabilität

In der Abbildung ist erkennbar, daß die Schaltung mit genau einem Adaptionsschritt die Stabilität herstellt, der bei  $t = 5,3 \text{ s}$  im Schrieb in Abbildung 3.48 stattfindet. Gemäß der ebenfalls für diesen Prototypen durchgeführten Überwachung der Einstellparameter per asynchroner Kommunikation ist die Stabilität bei  $R_{adj} = 7,85 \text{ k}\Omega$  erreicht, wie im UART-Protokoll im Anhang D.1.6 zu sehen.

Da sowohl die Hardware, als auch die Einstellgesetze in der Firmware mit denen der adaptiven negativen Kapazitätsschaltung aus Kapitel 3.4 funktionell vergleichbar sind, ist davon auszugehen, daß die Resultate der adaptiven hochspannungstauglichen negativen Kapazitätsschaltung im Hinblick auf erreichbare Dämpfung und Vermeidung von Oberschwingungen mit der rein adaptiven Variante vergleichbar sind.



## 3.6. Zusammenfassung der Verbesserungen der negativen Kapazitätsschaltung

Gemäß der am Ende von Kapitel 2.5.2 geforderten Maßnahmen sind zwei wesentliche Verbesserungen an der negativen Kapazitätsschaltung vorgenommen worden: Die Anpassung der Betriebs-spannung an die in Realität hohen zu erwartenden und bezüglich des Massepotentials asymmetrischen Betriebsspannungen der Piezokeramik sowie die Steigerung der Robustheit gegenüber Fehlanpassungen des Arbeitspunktes. Beide Maßnahmen konnten im Rahmen der in diesem Kapitel vorgestellten theoretischen Ansätze und anschließenden Prototypentests zunächst jeweils für sich und am Ende in Kombination erfüllt werden.

Mit der hochspannungstauglichen negativen Kapazitätsschaltung ist der Betriebsspannungsbereich auf die gesamte Spanne von  $-100\text{ V}$  bis  $400\text{ V}$  des im Rahmen dieser Arbeit verwendeten piezoelektrischen Elements vom Typ DuraAct mit einer Dicke von  $0,2\text{ mm}$  erweitert worden. Prinzipiell ist das Schaltungskonzept dabei jedoch durch die Wahl entsprechender Halbleiter und die Anpassung der Verhältnisse der Widerstände problemlos auch auf andere Spannungsbereiche von piezoelektrischen Elementen übertragbar. Damit ist die erste geforderte Maßnahme erfüllt.

Die geforderte Robustheit konnte mit einer adaptiven negativen Kapazitätsschaltung sichergestellt werden. Hierbei wird die Einstellung des Kapazitätsverhältnisses  $C_{neg}/C_{PZT}$  von einem Mikroprozessor permanent im Betrieb durch Messung der Spannungen an der negativen Kapazitätsschaltung im jeweils günstigen Bereich gehalten, so daß eine maximale Ausnutzung der verfügbaren Betriebsspannungsamplitude bei gleichzeitiger Vermeidung der elektrischen Instabilität sichergestellt wird. Durch Heranziehen der Spitzenwerte der Spannungen ist hierbei kein schneller und damit teurer Mikroprozessor erforderlich, wodurch die Schaltung platzsparend und preiswert umsetzbar ist. Auf diese Weise kann auch die zweite erforderliche Maßnahme als erfüllt betrachtet werden.

Mit den durchgeführten Arbeiten sind die Voraussetzungen hinsichtlich der negativen Kapazitätsschaltung selbst geschaffen, um diese als Dämpfungselement autark, d. h. ohne äußere Einflußnahme auch bei hohen Schwingungsamplituden betreiben zu können. Die somit sicher beherrschbaren Schwingungsamplituden liegen deutlich oberhalb den von Laboraufbauten bekannten und mit Standardhardware bedämpfbaren Werten. Erst durch diese Voraussetzungen ist eine technische Applikation mehrerer negativer Kapazitätsnetzwerke auf realen Schalenstrukturen vorstellbar.

Intuitiv ist davon auszugehen, daß neben der negativen Kapazitätsschaltung selbst auch die Platzierung der als Energiewandler eingesetzten piezoelektrischen Elemente hinsichtlich ihrer Anzahl, Fläche und der Anordnung auf der Struktur einen wesentlichen Einfluß auf die erreichbare Dämpfung hat. Folglich wird dieses Thema in den beiden folgenden Kapiteln 4 und 5 eingehend betrachtet.



## 4. Modellbildung zur Simulation der negativen Kapazität

### 4.1. Ziele der Simulation

Nach den in Kapitel 3 erarbeiteten Verbesserungen und Erweiterungen der elektronischen Hardware selbst sind Anzahl, Fläche und Verteilung der piezoelektrischen Aktoren auf der zu beruhigenden Struktur weitere wesentliche Elemente, die über die Leistungsfähigkeit des Gesamtsystems entscheiden können. Anschaulich läßt sich diese Forderung aus der Tatsache begründen, daß die zu bedämpfenden Schwingungen der Struktur vom Aktor beeinflußbar, d.h. steuerbar sein müssen. Für einzelne Moden ist dies noch heuristisch möglich. Demzufolge ist es einleuchtend, daß der piezoelektrische Aktor z. B. in [50] oder [51] nahe der Lagerung an einem einseitig eingespannten Balken angebracht wird, wie Abbildung 4.1 zeigt.

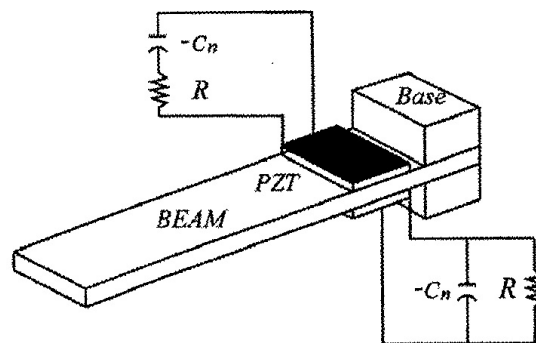


Abbildung 4.1.: Aktorposition am Versuchsbalken aus [51]

Ausschlaggebend dafür ist die hohe Dehnung im Bereich der Einspannung bei allen Eigenformen des Balkens, die für eine hohe elektromechanische Kopplung des piezoelektrischen Elementes sorgt. Bei mehrdimensionalen Strukturen, z. B. Platten, bei breitbandiger Anregung und dementsprechend vielen Schwingungsformen sowie der Verwendung von mehreren piezoelektrischen Elementen mit individuellen Dämpfungsnetzwerken ist diese Abschätzung jedoch nicht mehr heuristisch möglich. Diese Grundüberlegungen finden für die spätere Validierung noch abzuleitender Algorithmen und Modelle zur Verteilung von piezoelektrischen Elementen auf Schalenstrukturen in Kapitel 5.6.2 nochmalige Anwendung.

Aus dem Grund ist ein Simulationsmodell erforderlich, das die durch die elektrischen Netzwerke erzeugte Dämpfung für verschiedene Größen, Anzahlen und Anordnungen von piezoelektrischen Elementen bestimmen kann. Ausgangspunkt ist, aus Gründen der Rechengeschwindigkeit, ein modales Modell der Struktur.

Wesentlich für die folgenden Ausführungen ist die Annahme eines linearen und zeitinvarianten Systems, da nur auf diese Weise die hergeleiteten Gleichungen Gültigkeit besitzen.

Diese Annahme erstreckt sich dabei sowohl auf das mechanische, als auch auf das elektrische System. Die Zeitinvarianz stellt dabei zwangsläufig eine starke Vereinfachung der realen Einsatzbedingungen von Strukturen dar, da z. B. bereits geringe Temperaturänderungen das strukturdynamische Verhalten beeinflussen können. Für einen Vergleich von verschiedenen Konfigurationen ist es jedoch erforderlich, stets von den gleichen Bedingungen ausgehen zu können. Nichtlinearitäten sind ebenfalls in realen Strukturen bzw. elektrischen Baugruppen präsent. Da sie sich jedoch durch einen geeigneten Aufbau der Versuchsanlagen und elektrischen Schaltungen reduzieren lassen, ist es möglich, derartige Systeme mit vernachlässigbaren Fehlern linear zu modellieren.

Mit diesen Voraussetzungen kann das Simulationsmodell zur Ermittlung der Wirksamkeit verschiedener Platzierungen piezoelektrischer Elemente verwendet werden.

## 4.2. Aufbau des Simulationsmodells

### 4.2.1. Modellierung der Struktur

Ausgangspunkt für die Strukturmodellierung ist die in 4.1 angegebene allgemeine Bewegungsgleichung für schwingende Strukturen. Die Matrizen  $\mathbf{M}$ ,  $\mathbf{D}$  und  $\mathbf{K}$  stellen darin die Massen-, Dämpfungs- und Steifigkeitseigenschaften der Struktur dar.

$$\mathbf{M}\ddot{\mathbf{x}} + \mathbf{D}\dot{\mathbf{x}} + \mathbf{K}\mathbf{x} = \mathbf{F}(t) \quad (4.1)$$

Aus Gründen der Recheneffizienz bietet es sich an, diese Bewegungsgleichung nicht direkt in den physikalischen Koordinaten, z. B. mit Finite-Element Methoden (FEM), sondern über den Umweg der modalen Beschreibung zu lösen. Dabei wird davon ausgegangen, daß sich ein kontinuierliches Schwingungssystem, wie es Balken oder Platten darstellen, mit ausreichender Genauigkeit durch einen reduzierten Satz an Freiheitsgraden in dem gewählten Frequenzband beschreiben läßt. Mit der aus den  $m$  Eigenvektoren bestehenden Modalmatrix  $\Phi$  ist für Gleichung 4.1 eine Koordinatentransformation in modale Verschiebungen  $\mathbf{q}$  möglich.

$$\mathbf{M}\Phi\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{D}\Phi\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{K}\Phi\mathbf{q} = \mathbf{F}(t) \quad (4.2)$$

Im nächsten Schritt wird Gleichung 4.2 von links mit der transponierten Modalmatrix  $\Phi^T$  multipliziert.

$$\Phi^T\mathbf{M}\Phi\ddot{\mathbf{q}} + \Phi^T\mathbf{D}\Phi\dot{\mathbf{q}} + \Phi^T\mathbf{K}\Phi\mathbf{q} = \Phi^T\mathbf{F}(t) \quad (4.3)$$

Aufgrund der Orthogonalität der Eigenvektoren werden die Massen- und Steifigkeitsmatrizen diagonalisiert, so daß die Differentialgleichungen entkoppelt werden können. Unter der Annahme einer proportionalen Dämpfung (siehe z. B. [4] S. 2-25 Gleichung 2.40) trifft dies auch auf die Dämpfungsmatrix zu. Diese Vereinfachung kann für schwach gedämpfte System getroffen werden. Mit den modalen Systemmatrizen  $\mathbf{m}$ ,  $\mathbf{d}$  und  $\mathbf{k}$  sowie der modalen Kraft

$\mathbf{f}$  folgt für Gleichung 4.3 in Abhängigkeit der komplexen Frequenz  $s$ :

$$s^2 \mathbf{m} \mathbf{q}(s) + s \mathbf{d} \mathbf{q}(s) + \mathbf{k} \mathbf{q}(s) = \mathbf{f}(s) \quad (4.4)$$

Damit ist das mechanische System durch einen Satz an  $m$  unabhängigen Gleichungen beschreibbar, so daß modale Kräfte und Verschiebungen durch die Systemtransferfunktion ineinander umgerechnet werden können. Für den Mode  $i$  kann daraus die in Gleichung 4.5 angegebene Übertragungsfunktion für das mechanische System hergeleitet werden.

$$G_{qfi}(s) = \frac{q_i}{f_i} = \frac{1}{s^2 m_i + s d_i + k_i} \quad (4.5)$$

### 4.2.2. Modellierung des elektrischen Netzwerks

Zur Beschreibung der elektrischen Netzwerke im Frequenzbereich kann deren elektrische Impedanz genutzt werden. Sie ist definiert als:

$$Z(s) = \frac{U(s)}{I(s)} \quad (4.6)$$

Die bereits in Kapitel 3 ausführlich behandelte serielle negative Kapazitätsschaltung wird zur Simulation auf ihre wesentlichen Elemente, den Serienwiderstand  $R_S$  sowie die negative Kapazität  $C_{neg}$  reduziert. Damit kann die Impedanz aus der Summe von ohmschem Widerstand und Blindwiderstand der Kapazität bestimmt werden.

$$Z_{snC}(s) = R_S + \frac{1}{s C_{neg}} \quad (4.7)$$

Der Wert  $C_{neg}$  kann hierbei für die negative Kapazitätsschaltung aus den Werten der Widerstände sowie des im NAC verbauten Kondensators  $C_1$  nach Gleichung 4.8 angegeben werden, indem Gleichung 3.1 umgestellt wird. Der Gleichspannungskoppelwiderstand  $R_{DC}$  spielt für die folgenden Betrachtung aufgrund seines hohen Wertes nur eine vernachlässigbare Rolle, deswegen wird er nicht weiter betrachtet.

$$C_{neg} = -\frac{R_f}{R_{adj}} C_1 \quad (4.8)$$

Die Übertragungsfunktion der Netzwerke ergibt sich aus dem Reziproken der Impedanz. Weil für die Simulation deren exakte technische Umsetzung nicht von Interesse ist, werden die Eigenschaften der negativen Kapazität einzig durch die Werte von  $R_S$  sowie  $C_{neg}$  definiert.

### 4.2.3. Modellierung des Piezoeffektes

Zur Berechnung der Wirkung von elektrischen Netzwerken an piezoelektrischen Elementen ist die Modellierung des Piezoeffektes erforderlich. Auf die grundlegenden Zusammenhänge wurde bereits in Kapitel 2.3 eingegangen. Ausgangspunkt ist Gleichung 2.11 in Kapitel 2.3.3. Hierbei ist es erforderlich, das Integral zur Bestimmung der elektromechanischen Kopplung

aufzulösen. Daraus resultiert die Ladung  $Q_{d31j}$  des Aktors  $j$ , siehe Gleichung 4.9. Diese Ladung entspricht nur der durch die elektromechanische Kopplung hervorgerufenen Ladung, d.h. dem Integralterm in Gleichung 2.11. Sie ist nicht mit der externen Ladung zu verwechseln, die über die Elektroden des piezoelektrischen Elementes an das Netzwerk übertragen wird.

$$Q_{d31j} = \iint_{A_{PZT}} d_{31} T_1 dA \quad (4.9)$$

Für die folgenden Betrachtungen an Plattenstrukturen werden flächige Piezoaktoren verwendet, die den transversalen bzw.  $d_{31}$ -Effekt nutzen. Durch die transversale Orthotropie des Piezoeffektes vereinfacht sich die Berechnung, indem nur die Wirkung in die 1 und 2 Richtung senkrecht zur Polarisierung berücksichtigt wird. Für Balkenstrukturen kann die elektromechanische Kopplung auf Basis der Eigenvektoren analytisch bestimmt werden, wie von HAGOOD und FLOWTOW dargelegt [29]. Dies ist bei Plattenstrukturen in Spezialfällen, z. B. allseitiger gelenkiger Lagerung, auch möglich, indem die Dimensionen getrennt berücksichtigt werden. Bei realistischen Strukturen lassen sich jedoch die Eigenvektoren nicht mehr analytisch angeben, so daß hier Finite-Element-Verfahren besser geeignet sind. In dem Fall werden Struktur und piezoelektrisches Element in eine endliche Anzahl an Einzelementen zerlegt, in denen jeweils die Beiträge zur piezoelektrischen Kopplung mittels analytischer Ansatzfunktion bestimmt werden. Am Ende ergibt sich die piezoelektrische Kopplung durch Summation über die Einzelemente eines piezoelektrischen Elementes für jeden Mode.

Dazu wird das in [59] beschriebene Kirchhoffsche Biegedreieck als Ansatz verwendet, mit dem ein modaler Koppelvektor  $\mathbf{fp}$  für die piezoelektrischen Effekte berechnet wird. Damit können modale Beziehungen für den Sensor- und den Aktoreffekt für den Aktor  $j$  angegeben werden, siehe [60].

**Modale Sensorgleichung:**

$$Q_{d31j} = \mathbf{fp}_j^T \mathbf{q} \quad (4.10)$$

**Modale Aktorgleichung:**

$$\mathbf{f}_j = \mathbf{fp}_j U_j \quad (4.11)$$

Mit diesen beiden Gleichungen kann die für die Funktion der Dämpfung mittels piezoelektrischer Elemente und daran angeschlossener elektrischer Netzwerke notwendige bidirektionale elektromechanische Kopplung durch den Piezoeffekt im Modell beschrieben werden.

#### 4.2.4. Modellierung des Gesamtsystems

Zur Bestimmung der modalen Verschiebung des Modes  $i$  des Systems ohne Piezoaktoren kann Gleichung 4.5 herangezogen werden.

$$q_i = G_{qfi} \cdot f_i \quad (4.12)$$

Ebenso führen auch die piezoelektrischen Elemente zu einer modalen Verschiebung des Systems. Wird nur der Mode  $i$  betrachtet, kann Gleichung 4.11 mit 4.12 zur Aktorübertragungsfunktion  $G_{fUij}$  für den Aktor  $j$  umgeschrieben werden.

$$q_{ij} = G_{qfi} \cdot f p_{ij} \cdot U_j = G_{qUij} \cdot U_j \quad (4.13)$$

Für die Beschreibung des Systems mit einer Zahl von  $n$  angesteuerten piezoelektrischen Elementen wird ein Überlagerungsansatz der Einzelverschiebungen durch die modale Krafterregung in Gleichung 4.12 und der Aktorwirkung der piezoelektrischen Elemente in Gleichung 4.13 verwendet. Im Fachgebiet der Dämpfung von Strukturschwingungen mit elektrischen Netzwerken stellt dieser Schritt eine wesentliche Neuerung gegenüber den in Kapitel 2.4.2.2 zitierten Untersuchungen dar, da auf diese Weise erstmalig mehrere, parallel auf einer Struktur betriebene, voneinander unabhängige Netzwerke betrachtet werden können.

$$q_i = G_{qfi} \cdot f_i + \sum_{j=1}^n G_{qUij} \cdot U_j \quad (4.14)$$

Mit Gleichung 4.14 ist somit die aktorische Wirkung der piezoelektrischen Elemente auf die Struktur beschrieben. Für die Funktion der elektrischen Netzwerke ist zusätzlich der piezoelektrische Sensoreffekt von zentraler Bedeutung. Gleichung 4.10 beschreibt die generierte Ladung  $Q_{d31j}$  eines Elementes bei bekannter modaler Verschiebung.

Daneben ist das in Abbildung 2.15 gezeigte Ersatzschaltbild des piezoelektrischen Elementes von Bedeutung. Demzufolge existieren drei Ladungskomponenten am Element, erstens die durch den Sensoreffekt generierte Ladung  $Q_{d31}$ , zweitens die Ladung auf der intrinsischen Kapazität  $C_{PZT}$  sowie drittens die über die Elektroden abgegebene Ladung  $Q_{ext}$ . Werden aus Gründen der Kompatibilität alle drei Zählpfeile in die gleiche Richtung angesetzt, so kann die Ladungsbilanz am piezoelektrischen Element aufgestellt werden.

$$0 = C_{PZTj} U_j + Q_{d31j} + Q_{extj} \quad (4.15)$$

Mit den Gleichungen 4.14 und 4.15 sind somit beide Teileffekte des piezoelektrischen Effektes in Bezug auf die Struktur berücksichtigt. Die Verknüpfung zwischen Sensor- und Aktoreffekt eines piezoelektrischen Elementes wird durch das angeschlossene elektrische Netzwerk vermittelt. Damit wird ein Zusammenhang zwischen der Ladung aus dem Sensoreffekt mit der anliegenden Spannung hergestellt. Eine Differentiation von Gleichung 4.15 und Einsetzen von Gleichung 4.10 führt zunächst zu einer Beziehung zwischen der modalen Verschiebung und der dem externen Strom  $I_{extj}$  am Piezoelement  $j$ .

$$0 = sC_{PZTj} U_j + s\mathbf{fp}_j^T \mathbf{q} + I_{extj} \quad (4.16)$$

Mit der Definition der Impedanz des elektrischen Netzwerks in Gleichung 4.6 kann die Beziehung zwischen Aktor- und Sensoreffekt hergestellt werden.

$$0 = sC_{PZTj} U_j + s\mathbf{fp}_j^T \mathbf{q} + \frac{U_j}{Z_j} \quad (4.17)$$

Gleichung 4.17 wird anschließend nach der Spannung am piezoelektrischen Element  $U_j$  umgestellt und in Gleichung 4.14 eingesetzt. Das Minuszeichen in Gleichung 4.18 zeigt dabei, daß die entstehende Spannung am Element ihrer Ursache, d.h. der mechanischen Verformung entgegenwirkt.

$$U_j = -\frac{s\mathbf{f}\mathbf{p}_j^T \mathbf{q}}{sC_{PZTj} + \frac{1}{Z_j}} \quad (4.18)$$

Für den Mode  $i$  gilt demnach bei gleichzeitigem Einsetzen von Gleichung 4.11:

$$q_i = G_{qfi}f_i - \sum_{j=1}^n \frac{s \cdot G_{qfi}fp_{ij}^2 q_i}{sC_{PZTj} + \frac{1}{Z_j}} \quad (4.19)$$

Gleichung 4.19 stellt damit den Zusammenhang zwischen der modalen Kraft und der modalen Verschiebung bei angeschlossener elektrischer Impedanz an die Piezoelemente her. Nach Umstellen ergibt sich die Gesamtübertragungsfunktion mit angeschlossenen Netzwerken für jeden Mode  $i$ .

$$G_{sysi}(s) = \frac{q_i}{f_i} = \frac{G_{qfi}}{1 + \sum_{j=1}^n \frac{s \cdot G_{qfi}fp_{ij}^2}{sC_{PZTj} + \frac{1}{Z_j}}} \quad (4.20)$$

Mit Gleichung 4.20 steht somit ein Zusammenhang zur Verfügung, mit dem der Einfluß beliebiger Impedanzen, die an die auf die Struktur aufgebrachten piezoelektrischen Elementen angeschlossen sind, bestimmt werden kann. Systemtheoretisch handelt es sich hier um ein System mit Rückführung, da die Verschiebung an den piezoelektrischen Elementen ein Kraftsignal jedes Elementes auf die Struktur bewirkt, welches wiederum einen Beitrag zur Gesamtverschiebung liefert. Damit stellt sich diese Gesamtverschiebung als Summe der Verschiebung aus der Krafterregung und der Einzelverschiebungen der mit elektrischen Netzwerken beschalteten piezoelektrischen Elemente dar, wie in Abbildung 4.2 anschaulich dargestellt.



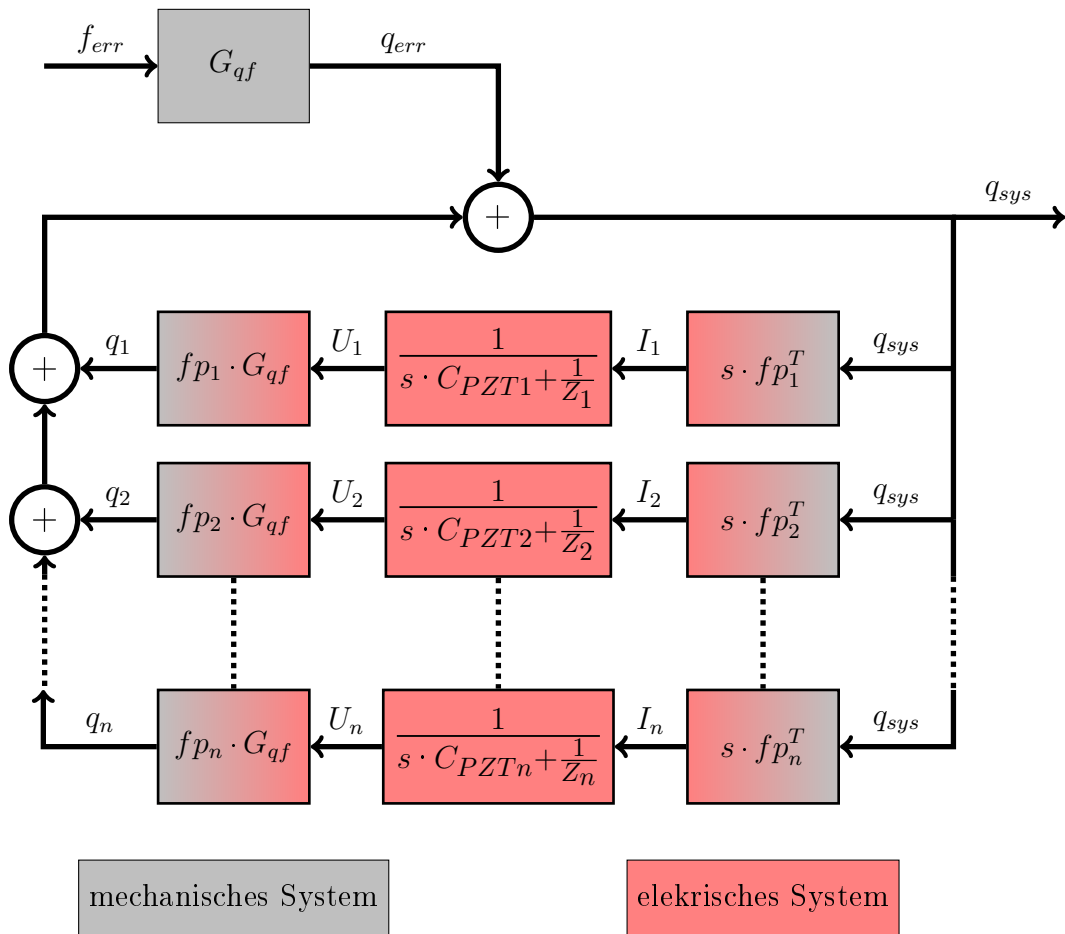


Abbildung 4.2.: Systemmodell von Struktur mit Piezoelementen und elektrischer Impedanz

### 4.3. Betrachtungen zur Auswirkung der Beschaltung piezoelektrischer Elemente mit negativen Kapazitäten auf die Bewegungsgleichung

Mit Gleichung 4.20 liegt eine mathematische Beschreibung für den Einfluß der negativen Kapazität auf eine Struktur in modalen Koordinaten vor. Auf diese Weise können die gedämpften Übertragungsfunktionen bestimmt werden.

In den vorangegangenen Ausführungen wurde die Auswirkung der negativen Kapazität auf Strukturschwingungen an vielen Stellen als „Dämpfung“ bezeichnet. Eine augenscheinliche Ähnlichkeit der Kurven mit und ohne angeschlossene negative Kapazität mit Kurven unterschiedlicher modaler Dämpfung ist z. B. in Abbildung 2.25 annehmbar. Es stellt sich daher die Frage, in welcher Art sich die negative Kapazität physikalisch in den Bewegungsgleichungen äußert.

Den Ausgangspunkt dafür bildet Gleichung 4.20. Indem die Dynamik der Struktur in der Funktion  $G_{qfi}$  für den Mode  $i$  nach Gleichung 4.5 rücks substituiert wird, kann Gleichung 4.20 anders dargestellt werden.

$$G_{sysi}(s) = \frac{q_i}{f_i} = \frac{\frac{1}{s^2 m_i + s d_i + k_i}}{1 + \sum_{j=1}^n \frac{s \cdot \frac{1}{s^2 m_i + s d_i + k_i} f p_{ij}^2}{s C_{PZTj} + \frac{1}{Z_j}}} \quad (4.21)$$

Nach einigen Umformungen kann Gleichung 4.21 vereinfacht werden.

$$G_{sysi}(s) = \frac{1}{s^2 m_i + s d_i + k_i + s \cdot \sum_{j=1}^n \frac{f p_{ij}^2}{s C_{PZTj} + \frac{1}{Z_j}}} \quad (4.22)$$

Anhand von Gleichung 4.22 ist zu sehen, daß sich der Nenner in zwei Anteile gliedern läßt. Die linken drei Terme ohne die Summe stellen den rein mechanischen Teil der Strecke dar inklusive der Massen und Steifigkeiten der piezoelektrischen Elemente. Die Summe repräsentiert den elektromechanischen Einfluß der piezoelektrischen Elemente mit den daran angeschlossenen elektrischen Netzwerken.

Auf diese Weise kann ein Plausibilitätstest für die Modellierung der elektrischen Netzwerke vorgenommen werden, da aus der Literatur bekannt ist, daß sich die resultierende Steifigkeit der piezoelektrischen Elemente unterscheidet, je nachdem, ob die Elektroden offen oder kurzgeschlossen sind, siehe z. B. [80]. Kurzgeschlossene Elektroden können durch eine verschwindende Impedanz  $Z_j = 0$  abgebildet werden. In dem Fall geht der Nenner der Summe gegen unendlich, d.h. die Summe, die die elektromechanische Kopplung in Gleichung 4.22 beschreibt, verschwindet. Somit findet keine elektromechanische Beeinflussung im Fall kurzgeschlossener Elektroden statt.

Für den Fall der offenen Elektroden ist die Impedanz unendlich, d.h.  $Z_j \rightarrow \infty$ . Der Term  $1/Z_j$  geht somit gegen Null, siehe Gleichung 4.23.

$$G_{sysi}(s) = \frac{1}{s^2 m_i + s d_i + k_i + \sum_{j=1}^n \frac{f p_{ij}^2}{C_{PZTj}}} \quad (4.23)$$

In diesem Fall kürzt sich zudem der Laplaceoperator aus der Summe, so daß diese eine wegproportionalen Kraft darstellt. Das bedeutet, daß sie einen Anteil zur Steifigkeit beiträgt, wodurch die Eigenfrequenzen der Struktur bei offenen Elektroden etwas höher als bei kurzgeschlossenen Elektroden liegen. Dieses von piezoelektrischen Elementen grundsätzlich bekannte Verhalten liefert somit einen Plausibilitätsnachweis für die hergeleitete Übertragungsfunktion des Systems mit elektrischen Netzwerken.

Wird stattdessen die Impedanz der seriellen negativen Kapazität in Gleichung 4.22 eingesetzt, so kann deren Einfluß anhand der sich ergebenden Übertragungsfunktion abgeschätzt werden. Zu dem Zweck wird Gleichung 4.7 in 4.22 eingesetzt.

$$G_{sysi}(s) = \frac{1}{s^2 m_i + s d_i + k_i + s \cdot \sum_{j=1}^n \frac{f p_{ij}^2}{s C_{PZTj} + \frac{1}{R_S + \frac{1}{s C_{negj}}}}} \quad (4.24)$$

Die Summe, die die elektromechanische Kopplung beschreibt, läßt sich in einen reellen Teil ohne Laplace-Operator und einen imaginären Teil mit Laplaceoperator als Vorfaktor zerlegen. Somit besitzen die mit der negativen Kapazität beschalteten piezoelektrischen Elemente zwei Anteile, die sich verschieden auf die Bewegungsgleichung auswirken. Der Realteil wirkt wie eine Steifigkeit, die je nach Betrag und Vorzeichen die Lage der Eigenfrequenzen verändert. Der Imaginärteil besitzt den Laplaceoperator als Faktor und agiert somit als geschwindigkeitsproportionale Komponente, d.h. als Beitrag zur modalen Dämpfung  $d_i$  für den Mode  $i$ . So lassen sich die modalen Steifigkeits- und Dämpfungsänderungen  $\Delta k_i$  und  $\Delta d_i$  in Folge der negativen Kapazität gemäß Gleichung 4.25 definieren.

$$\sum_{j=1}^n \frac{s \cdot f p_{ij}^2}{s C_{PZTj} + \frac{1}{R_S + \frac{1}{s C_{negj}}}} = \Delta k_i + s \Delta d_i \quad (4.25)$$

Durch sukzessives Erweitern der Summe in Gleichung 4.25 mit den konjugiert komplexen Nennern kann sie in die entsprechenden Anteile zerlegt werden. Die Variable  $\omega$  beschreibt die Kreisfrequenz der Anregung, so daß  $s = j\omega$  gilt. Den Realteil der Summe beschreibt Gleichung 4.26,

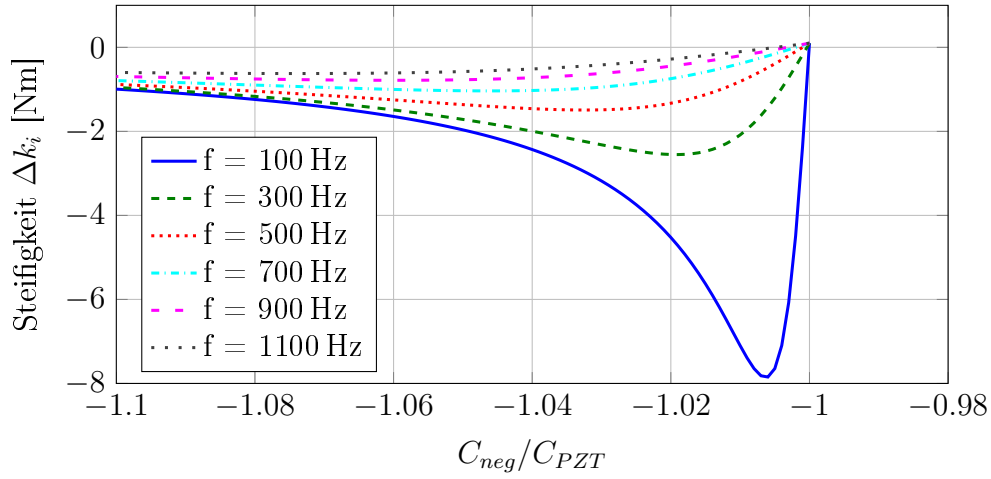
$$\Delta k_i = \sum_{j=1}^n \frac{f p_{ij} \omega^2 (R_{Sj}^2 + \frac{1}{\omega^2 C_{negj}^2}) (C_{PZTj} R_{Sj}^2 + \frac{C_{PZTj} + C_{negj}}{\omega^2 C_{negj}^2})}{R_{Sj}^2 + (\omega^2 C_{PZTj}^2 R_{Sj}^4 + \frac{2 C_{PZTj} R_{Sj}^2 (C_{PZTj} + C_{negj})}{C_{negj}^2} + \frac{(C_{PZTj} + C_{negj})^2}{\omega^2 C_{negj}^4})} \quad (4.26)$$

Für den Teil mit Laplace-Operator gilt daraufhin Gleichung 4.27.

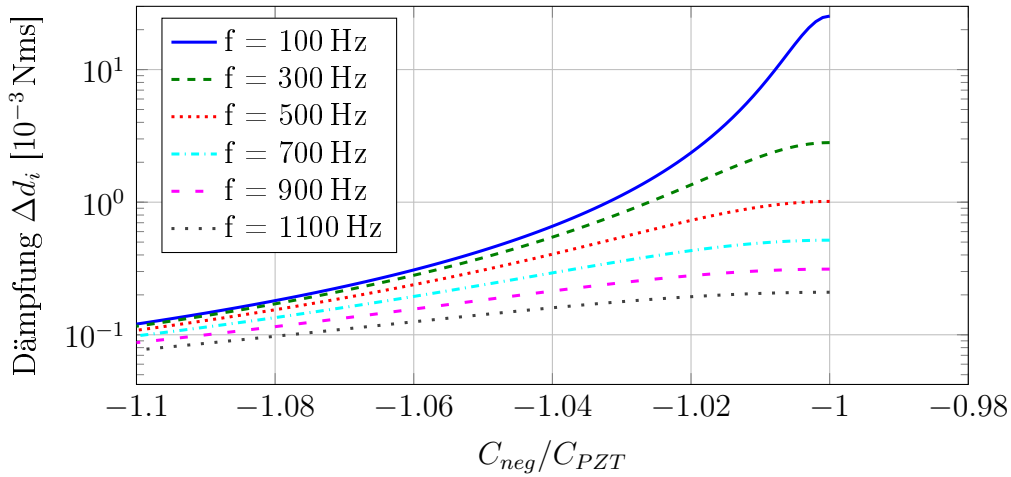
$$\Delta d_i = \sum_{j=1}^n \frac{f p_{ij} (R_{Sj}^3 + \frac{R_{Sj}}{\omega^2 C_{negj}^2})}{R_{Sj}^2 + (\omega^2 C_{PZTj}^2 R_{Sj}^4 + \frac{2 C_{PZTj} R_{Sj}^2 (C_{PZTj} + C_{negj})}{C_{negj}^2} + \frac{(C_{PZTj} + C_{negj})^2}{\omega^2 C_{negj}^4})} \quad (4.27)$$

Mit den Beispielwerten aus Tabelle 3.9, die für die Stabilitätsbetrachtung genutzt wurden, werden Realteil und Imaginärteil für ein piezoelektrisches Element mit einer beispielhaften elektromechanischen Kopplung von  $f p = 10^{-4}$  As bestimmt und sind für Frequenzen zwischen 100 Hz bis 1100 Hz in den Abbildung 4.3 und 4.4 dargestellt.

Anhand von Abbildung 4.3 ist erkennbar, daß für  $C_{neg} < -C_{PZT}$  der Beitrag zur Steifigkeit negativ ist, d.h. die Struktur wird dadurch weicher. Ausgeprägt ist dieser Effekt insbesondere bei geringen Frequenzen und erreicht für ein bestimmtes Verhältnis von  $C_{neg}/C_{PZT}$  nahe -1 ein Maximum. Es ist davon auszugehen, da die negative Kapazität im Sinne effizienter Dämpfung ebenfalls in der Nähe dieses Kapazitätsverhältnisses betrieben werden muß, daß die Eigenfrequenzen der Struktur dadurch sinken.



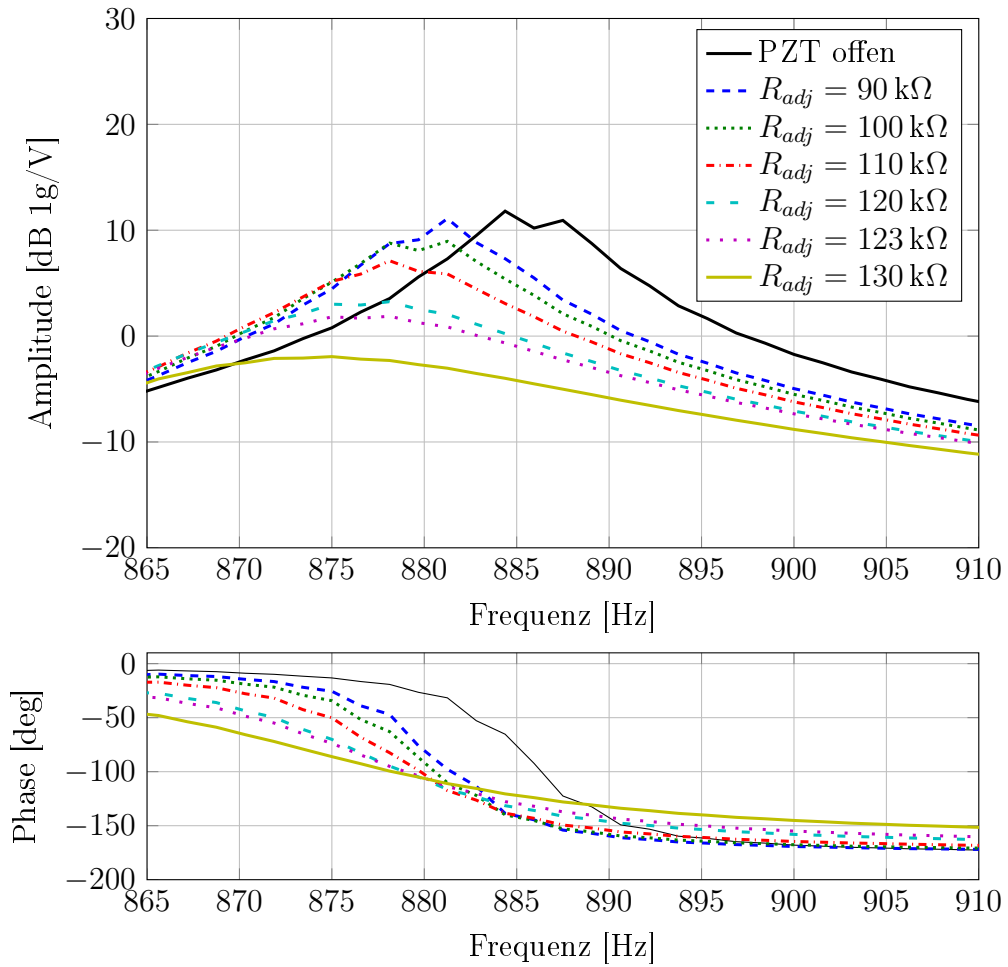
**Abbildung 4.3.:** Modale Zusatzsteifigkeit in Folge der negativen Kapazität in Abhängigkeit von Frequenz und Kapazitätsverhältnis



**Abbildung 4.4.:** Modale Zusatzdämpfung in Folge der negativen Kapazität in Abhängigkeit von Frequenz und Kapazitätsverhältnis

Beim Betrachten der durch die negative Kapazität eingebrachten Dämpfung ist festzustellen, daß diese mit Annäherung an das Verhältnis  $C_{neg}/C_{PZT} = -1$  stark ansteigt. Dies deckt sich mit den vorher getroffenen Aussagen, z.B. aus Kapitel 3.4.1 und unterstreicht die Motivation für die adaptive Einstellung dieses Verhältnisses im Sinne maximaler Dämpfung bei gleichzeitiger Wahrung der Stabilität der Schaltung.

Somit liefern die Gleichungen 4.26 und 4.27 die mathematische Begründung für das bereits in Kapitel 3.4.10.3 festgestellte Verhalten der negativen Kapazitätsschaltung, daß die Amplitudenreduktion steigt, wenn  $R_{adj}$ , d.h.  $C_{neg}$  steigt. Dies ist im Detail für die Eigenfrequenz des Balkens bei  $f = 885$  Hz ohne angeschlossenes Netzwerk in Abbildung 4.5 dargestellt. Es ist zu erkennen, daß eine Zunahme von  $R_{adj}$ , d.h. eine Verkleinerung von  $C_{neg}$  in Richtung  $-C_{PZT}$  sowohl eine höhere Dämpfung als auch eine Absenkung der Eigenfrequenz bewirkt.



**Abbildung 4.5.:** Detailaufnahme des Verhaltens der Beschleunigung für verschiedene Einstellungen von  $R_{adj}$ , d.h. des Kapazitätsverhältnisses  $C_{neg}/C_{PZT}$

## 4.4. Verifizierung des Simulationsmodells der negativen Kapazität

### 4.4.1. Notwendigkeit der Verifizierung

Bevor der in Gleichung 4.20 hergeleitete Zusammenhang in einen Optimierungsalgorithmus eingebunden wird, ist eine experimentelle Bestätigung der berechneten Dämpfung notwendig. Dazu wird ebenfalls der in Kapitel 3.3.5 verwendete, einseitig eingespannte Balken genutzt. Ziel ist es, die simulativen Resultate anhand von Messungen an der Balkenstruktur sowie Finite-Element-Rechnungen zu verifizieren.

Wie in 3.3.5 wird das innerste, an der Einspannung gelegene piezoelektrische Element (Aktor 1 in Abbildung 3.13) für das Netzwerk zum Dämpfen verwendet und das zweite (Aktor 2) für die Anregung des Systems. Diese erfolgt über einen spannungsgeregelten Piezoverstärker mit einem periodischen Pseudo-Rauschsignal, das alle Frequenzen mit passender Fensterung bis zu einer Frequenz von 1,5 kHz mit einer Amplitude von  $U_{err} = 4\text{ V}$  beinhaltet. Für die Messung der Balkenbewegung wird ein an der Balkenspitze angebrachter Beschleunigungs-

aufnehmer verwendet. Zur Aufzeichnung und Analyse der Daten wird ein FFT-Analysator genutzt, der sowohl das Anregungssignal bereitstellt, als auch die Übertragungsfunktion in Amplitude und Phase zwischen Anregung und Systemantwort bestimmen kann. Daneben finden die in Anhang C.1 gelisteten Geräte Verwendung bei der Messung.

Da gemäß Gleichung 4.20 sowohl die Strukturodynamik, als auch die piezoelektrische Kopplung in die Dämpfungswirkung der mit negativen Kapazitätsnetzwerken beschalteten piezoelektrischen Elemente eingehen, wird die Modellierung beider Teilaspekte getrennt verifiziert.

Dazu wird zunächst der Vergleich zwischen der Messung der Strukturodynamik des Balkens und einer Simulation mittels eines Finite-Element-Modells in ANSYS gezogen, mit dem auch die Eigenvektoren und Eigenwerte für die modale Rechnung bestimmt werden. In einem zweiten Schritt wird die Messung mit dem mit den genannten Daten erzeugten modalen Rechenmodell verglichen. Abschließend erfolgt die Gegenüberstellung des gemessenen sowie des mit dem modalen Rechenmodell bestimmten strukturdynamischen Verhaltens des mit der negativen Kapazitätsschaltung gedämpften Balkens.

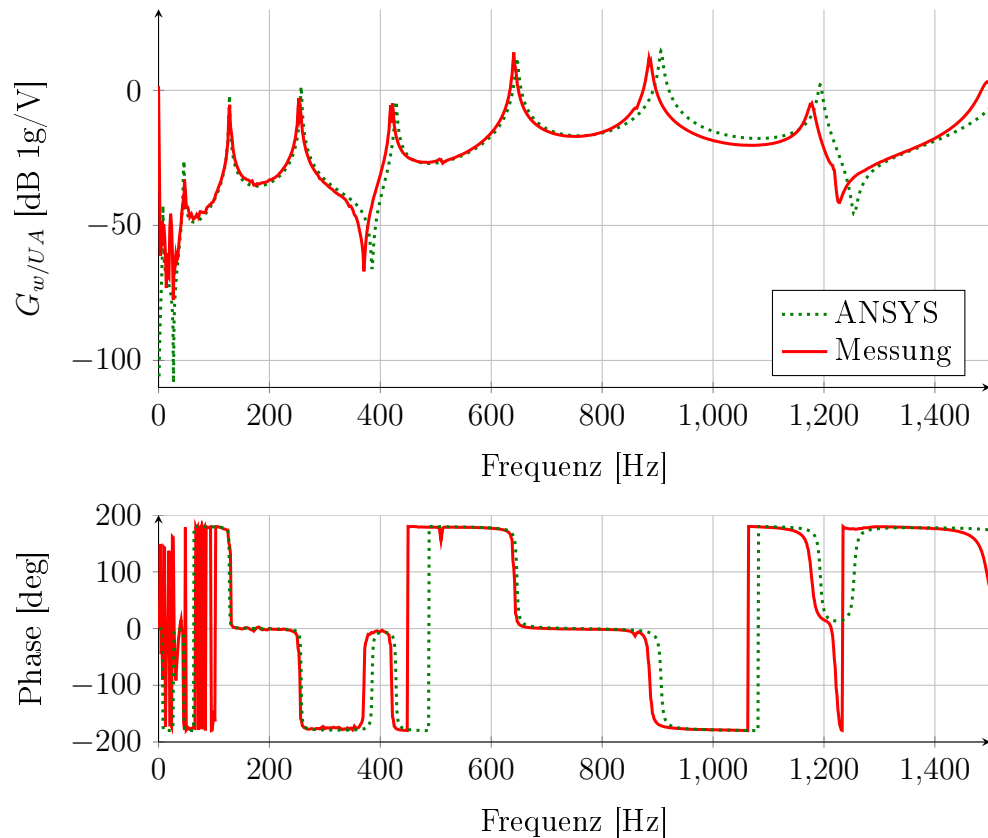
#### 4.4.2. Verifizierung des zur Bestimmung der Modalparameter genutzten Finite-Element-Modells

Gemäß Gleichung 4.4 greift die Simulation auf eine modale Beschreibung des dynamischen Verhaltens zurück. Hierbei werden die notwendigen modalen Eigenwerte und Eigenvektoren aus einer numerischen Modalanalyse in ANSYS gewonnen. Zur Verifizierung sowohl der Modellierung der dynamischen Eigenschaften, als auch des Verhaltens der piezoelektrischen Elemente kann in ANSYS die Übertragungsfunktion von der angelegten elektrischen Spannung am Aktor zur Beschleunigung am Meßpunkt auch direkt über eine sogenannte harmonische Analyse bestimmt werden. In der Modellierung des piezoelektrischen Elements wird nur die alleinige Keramik berücksichtigt ohne Einbettung und Klebschicht. Das zugrundeliegende Modell für die Piezokeramik geht dabei von einem linearen Zusammenhang gemäß Kapitel 2.3.3 aus, so daß die in Abbildung 3.3 gezeigten Hystereseeffekte nicht berücksichtigt werden.

Daraus ergeben sich die in Abbildung 4.6 gezeigten Übertragungsfunktionen für die Messung in rot und die Simulation in ANSYS in grün. Anhand des Phasenverlaufes wurde der Dämpfungsgrad in der harmonischen Simulation so eingestellt, daß die Krümmungen im Phasenverlauf bei Messung und Simulation einen vergleichbaren Radius aufweisen. Bei einem modalen Dämpfungsmaß von  $\xi = 0,3\%$  ist diese Bedingung erfüllt.

In der Abbildung sind die Verläufe von Amplitude und Phase der simulierten und gemessenen Übertragungsfunktionen nahezu deckungsgleich. Abweichungen treten einzig bei der Lage der Eigenfrequenzen auf, wobei das in ANSYS simulierte Modell leicht zu steif gegenüber der Messung ist, da die Eigenfrequenzen geringfügig höher liegen.

Der Amplitudenverlauf ist hingegen nahezu deckungsgleich, was den Nachweis einer ausreichenden Abbildung des Piezoeffektes erbringt. Insbesondere kann dadurch bestätigt werden, daß die Nichtlinearität der Piezokeramik für die in diesem Amplituden- und Frequenzbereich durchgeführten Untersuchungen keinen gravierenden Einfluß auf die Ergebnisse besitzt, so daß sie nicht zu berücksichtigen ist.



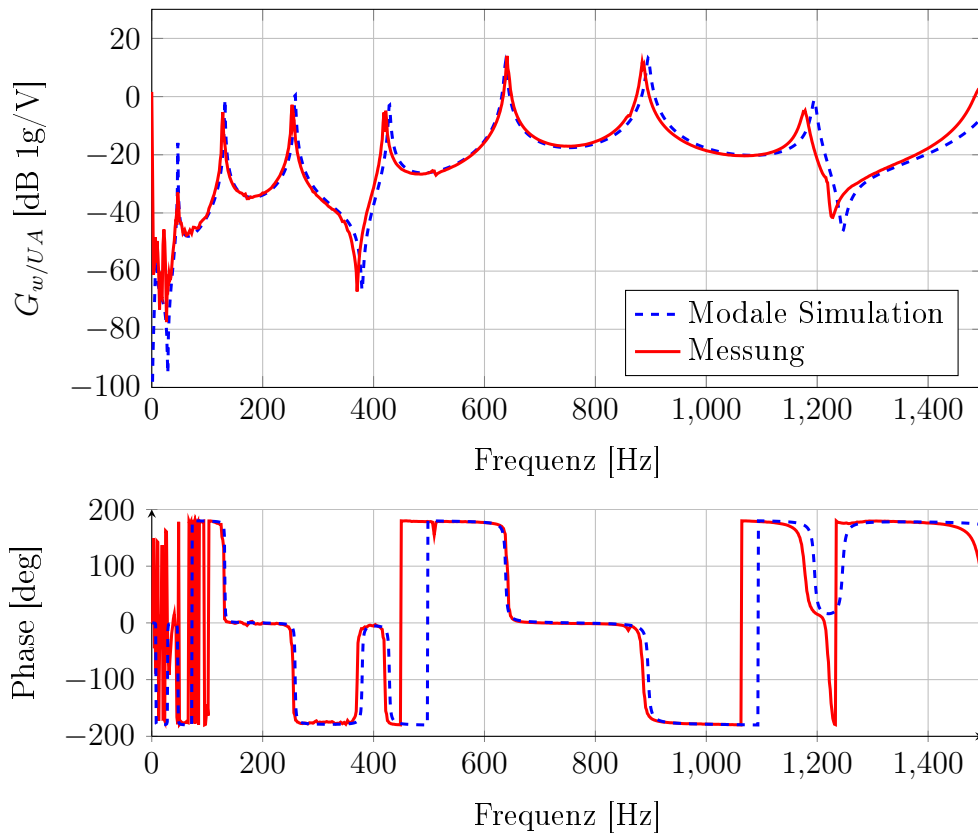
**Abbildung 4.6.:** ANSYS-Simulation und Messung der Balkendynamik bei Erregung mit Aktor 2

#### 4.4.3. Verifizierung der Aktoranregung in der modalen Simulation

Mit dem vorab gezeigten Finite-Element-Modell werden mittels ANSYS die Eigenwerte und Eigenvektoren des Balkens für die modale Simulation berechnet. Da die mit der harmonischen Analyse in ANSYS bestimmte Antwort des Balkens sowie die gemessene nahezu identisch sind, ist davon auszugehen, daß die gewonnenen Modaldaten ebenfalls korrekte Resultate in der modalen Rechnung liefern.

Als Referenz wird, vergleichbar zu Abbildung 4.6, die gleiche Messung genutzt. Im Gegensatz zur aufwendigen harmonischen Rechnung, bei der für jeden Frequenzschritt das Gleichungssystem für alle physikalischen Knotenfreiheitsgrade gelöst werden muß, dauert die modale Rechnung aufgrund der diagonalen Systemmatritzen und der auf die Zahl von 32 Moden reduzierten Freiheitsgrade nur einen geringen Bruchteil der Zeit. Auf diese Weise können die in Abbildung 4.7 gezeigten Übertragungsfunktionen zum Vergleich von Messung und modaler Simulation bestimmt werden. Der modale Dämpfungsgrad ist ebenfalls mit  $\xi = 0,3\%$  gewählt.

Wie in Abbildung 4.7 ersichtlich, ist die Übereinstimmung der Übertragungsfunktionen zwischen Messung und modaler Simulation sogar noch besser, da die Lage der Eigenfrequenzen genauer abgebildet wird. Der Grund liegt darin, daß in der modalen Simulation die Massen- und Steifigkeitsmatritzen aller applizierten piezoelektrischen Elemente über eine zusätzliche Koordinatentransformation ebenfalls berücksichtigt werden.



**Abbildung 4.7.:** Modale Simulation und Messung der Balkendynamik bei Erregung mit Aktor 2

Es lässt sich anhand der gezeigten Übertragungsfunktionen feststellen, daß die strukturelle Einkopplung der piezoelektrischen Elemente in Form des Aktoreffekts sowie die Strukturdynamik für das Balkenmodell mit hoher Genauigkeit von der modalen Simulation reproduziert werden können. Da für die Modellierung des Sensoreffektes nach Gleichung 4.10 keine zusätzlichen Parameter gegenüber dem Aktoreffekt benötigt werden, wird auf die gesonderte Untersuchung des Sensoreffektes verzichtet.

#### 4.4.4. Verifizierung der Wirkung der negativen Kapazität

Mit den dargelegten Resultaten ist davon auszugehen, daß sowohl das dynamische Verhalten, als auch die Wirkung der piezoelektrischen Elemente in der modalen Simulation ausreichend abgebildet sind, um die Wirkung elektrischer Dämpfungsnetzwerke simulieren zu können. Daher wird im Folgenden der Vergleich zwischen der simulierten und experimentell gemessenen Übertragungsfunktion mit Dämpfung durch ein an Aktor 1 angeschlossenes negatives Kapazitätsnetzwerk gezogen.

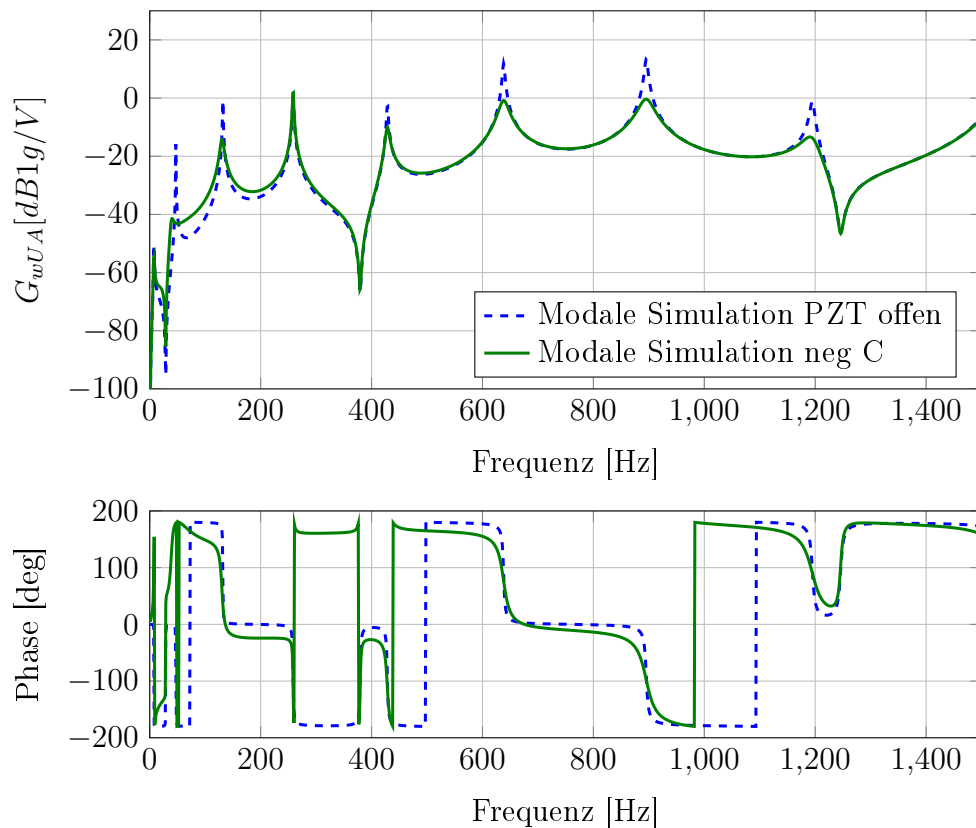
Verwendet wird der in Kapitel 3.4.9 in Abbildung 3.32 gezeigte Prototyp der adaptiven negativen Kapazitätsschaltung mit einer Versorgungsspannung von  $\pm 45$  V. Der Serienwiderstand ( $R_S$  in Abbildung 3.27) wurde mit  $R_S = 100 \Omega$  gewählt. Der Betrag der negativen Kapazität wird bei den Messungen mit der adaptiven Einstellung festgelegt. Bei der geringen Ansteuerspannung von nur  $U_{err} = 4$  V kann der Mitkopplungsgrad (siehe Gleichung 3.6) maximal, d.h. bis fast zur elektrischen Instabilität, eingestellt werden. Dadurch läßt



sich eine besonders hohe Amplitudenreduktion erreichen. Im Modell entspricht dies dem in Gleichung 4.28 angegebenen Verhältnis der negativen Kapazität zur inhärenten Kapazität des piezoelektrischen Elements.

$$\frac{C_{neg}}{C_{PZT}} = -1,01 \quad (4.28)$$

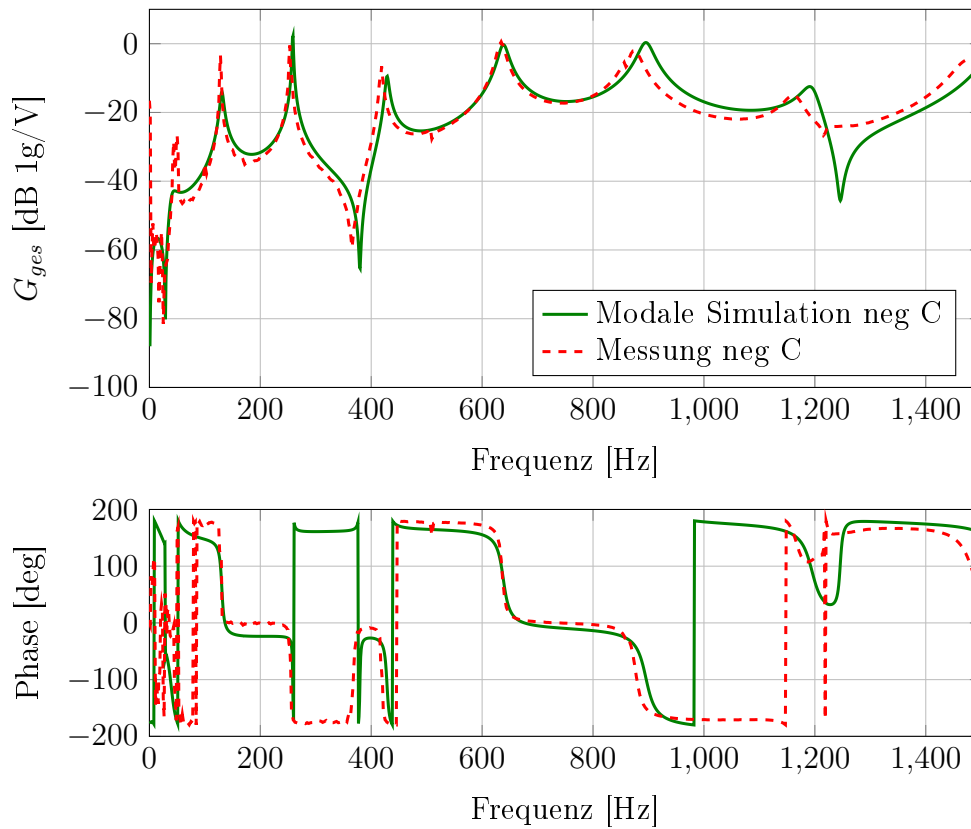
Mit diesen Parametern läßt sich eine gedämpfte Übertragungsfunktion mittels des modalen Modells berechnen, bei der die negative Kapazitätsschaltung mit Aktor 1 gekoppelt wird. Diese ist in Abbildung 4.8 zusammen mit der ungedämpften Übertragungsfunktion zum Vergleich dargestellt. Es ist zu erkennen, daß über den gesamten Frequenzbereich die Amplituden in den Eigenfrequenzen des Balkens mit bis zu 15 dB stark gedämpft werden. Ausnahme ist hier die lediglich die vierte Eigenfrequenz bei 259 Hz, bei der Aktor 1 nur eine sehr geringe elektromechanische Kopplung aufweist.



**Abbildung 4.8.:** Modale Simulation der Balkendynamik mit Aktor 1 mit offenen Elektroden bzw. mit negativem Kapazitätsnetzwerk

Zur Verifikation der simulierten Übertragungsfunktion mit angeschlossenem negativem Kapazitätsnetzwerk wird diese der gemessenen Übertragungsfunktion in Abbildung 4.9 gegenübergestellt.

Es ist zu erkennen, daß die gedämpfte Übertragungsfunktion mit angeschlossenem negativem Kapazitätsnetzwerk in der Simulation verglichen mit der Messung mit der grundsätzlich gleichen Tendenz abgebildet wird. Für die dritte bis siebente Eigenfrequenz des Balkens stimmen die berechneten mit den gemessenen Amplituden bis auf wenige dB überein. Festzustellen ist lediglich, daß die Simulation bei geringen Frequenzen, in Abbildung 4.9 insbesondere bei



**Abbildung 4.9.:** Berechnete und gemessene Übertragungsfunktionen mit negativer Kapazität

der ersten Eigenfrequenz, optimistischer ist, als die Messung. Aufgrund der geringen Frequenz können an dieser Stelle einerseits z. B. bereits geringe Leckströme im piezoelektrischen Element für einen Ausgleich der Ladungen sorgen, so daß die Dämpfungswirkung abnimmt. Andererseits ist der Einfluß des Gleichspannungskoppelwiderstandes  $R_{DC}$  in der Simulation nicht enthalten, der ebenfalls bei geringen Frequenzen das Verhalten der Schaltung negativ beeinflußt. Bei höheren Frequenzen verkehrt sich dieser Fakt leicht ins Gegenteil, an dieser Stelle liefert die Messung geringfügig bessere Resultate, als vorhergesagt. Eine Abbildung mit allen Kurven mit und ohne angeschlossene negative Kapazität für die Simulation und die Messung ist im Anhang in Abbildung D.18 zu finden.

Ausgehend von diesen Vergleichen kann festgestellt werden, daß die vorgestellte Modellierung für die Simulation elektrischer Netzwerke in der modalen Simulation mit ausreichender Genauigkeit erfolgt, so daß die Berechnung der Dämpfungswirkung von verschiedenen Größen, Anzahlen und Anordnungen von piezoelektrischen Elementen mit negativen Kapazitätsnetzwerken jetzt möglich und hinreichend genau ist. Damit erlauben die Simulationen, Aussagen und Tendenzen abzuleiten, wie die piezoelektrischen Elemente im Sinne einer möglichst effizienten Schall- und Schwingungsberuhigung auf einer Teststruktur angeordnet werden müssen.

# 5. Einfluß von Anzahl, Fläche und Anordnung der piezoelektrischen Elemente auf die Dämpfungseigenschaften

## 5.1. Ziel und Methoden der Untersuchung

Wie bereits in Kapitel 4.1 festgestellt, besteht die Notwendigkeit, tiefer gehende Überlegungen in die Platzierung der piezoelektrischen Elemente auf der zu dämpfenden Struktur zu investieren. Dies ist der Tatsache geschuldet, daß die Stellen für die effizienteste Dämpfung bei komplexeren Systemen nicht mehr intuitiv auffindbar sind. Aus dem Grund wurde im letzten Kapitel ein modales Simulationsmodell erstellt, das eine Vorhersage der Wirkung von piezoelektrischen Elementen mit angeschlossenen elektrischen Netzwerken ermöglicht. Dazu wurde die modale Übertragungsfunktion für ein System mit piezoelektrischen Elementen und elektrischen Netzwerken hergeleitet. Eingebettet wurde sie anschließend in die sogenannte ASAC-Prozesskette, ein am Institut für Faserverbundleichtbau und Adaptronik des DLR Braunschweig entwickeltes Werkzeug zur Simulation von Dämpfungsmaßnahmen an Schalenstrukturen, siehe dazu [42] bzw. [61].

Damit werden im folgenden Kapitel Untersuchungen vorgenommen, inwieweit sich die Fläche der piezoelektrischen Elemente, die Anzahl individuell mit negativen Kapazitätsnetzwerken beschalteter Elemente sowie deren Anordnung auf der Struktur auf die Reduktion von Schall und Schwingung einer ebenen Platte auswirken.

Dazu werden zunächst verschiedene Simulationen mit regelmäßigen Anordnungen der piezoelektrischen Elemente vorgenommen, mit denen der Einfluß von Größe und Anzahl der beschalteten Elemente bestimmt wird, indem beide Parameter unabhängig voneinander unter Beibehaltung der Anordnung variiert werden. Anschließend wird für eine aus diesen Untersuchungen abgeleitete Anzahl und Fläche der Elemente eine Anpassung der Anordnung durch einen Optimierungsalgorithmus vorgenommen. Als Ziele für diese Anpassung werden minimale Schallemission sowie Schwingungsamplitude jeweils getrennt betrachtet und mit den regelmäßigen Platzierungen verglichen.

Zur Verifikation der Simulationen werden die beiden angepaßten Platzierungen im Anschluß experimentell hinsichtlich ihrer Eigenschaften bezüglich der Schall- und Schwingungsreduktion vermessen und mit den simulierten Resultaten verglichen.

Abschließend erfolgt die Zusammenfassung und Diskussion der gewonnenen Erkenntnisse aus den Einflüssen, die die Anzahl, Fläche und Anordnung der piezoelektrischen Elemente auf die Dämpfungswirkung der Beschaltung mit negativen Kapazitätsnetzwerken aufweisen.

## 5.2. Die ASAC-Prozeßkette

### 5.2.1. Aufbau und Module der ASAC-Prozeßkette

Ursprünglich ist die ASAC-Prozeßkette als Werkzeug zur Platzierung von piezoelektrischen Elementen als reine Aktoren für die aktive Schallstrukturbeeinflussung (ASAC, engl. Active Structural Acoustic Control) mittels einer akausalen Optimalsteuerung unter Zuhilfenahme eines genetischen Algorithmus am DLR Braunschweig entwickelt worden.

Im Rahmen dieser Arbeit wird die Prozeßkette nun dahingehend erweitert, daß die Bestimmung der Zielfunktion, d. h. der Dämpfungswirkung, für gegebene Anordnungen piezoelektrischer Elemente auch mit der Verwendung von mit elektrischen Netzwerken jedweder Art, die an die piezoelektrischen Elemente angeschlossen werden, möglich ist.

Die ASAC-Prozeßkette besteht aus mehreren Modulen, die jeweils Teile der Funktionalität abbilden und in MATLAB geschrieben sind. Die wichtigsten werden in der folgenden Aufzählung genannt und können genauer in [42] eingesehen werden. Eine kurze Übersicht über die Funktionalität kann ebenso [61] entnommen werden.

- Erstellen des modalen Strukturmodells aus numerisch oder experimentell ermittelten Modaldaten
- Erzeugen einer Anregung des Systems (akustisches Diffusfeld oder Punktkräfte)
- Definition des Sensornetzes für die Schalleistungsberechnung
- Berechnung des modalen Schallabstrahlverhaltens
- Bestimmung der Startpositionen der piezoelektrischen Elemente für den Platzierungsalgorithmus
- Durchführen der genetischen Anpassung der Platzierung
- Postprocessing der Ergebnisse

Maßgebliche Änderungen und Ergänzungen an der Prozeßkette betreffen die Berechnung der Zielfunktion innerhalb der genetischen Optimierung, indem anstatt der original verwendeten Optimalsteuerung Gleichung 4.20 verwendet wird. Auf eine tiefergehende Erläuterung der Module wird hier verzichtet, da sie nicht Gegenstand der Arbeit sind, dazu sei auf [42] verwiesen.

### 5.2.2. Bewertungsgrößen für die Schall- und Schwingungsreduktion

Sowohl bei Schall, als auch bei strukturellen Schwingungen handelt es sich um mehrdimensionale Effekte, bei denen Meßergebnisse an einem einzigen oder wenigen Punkten nur eine geringe Aussagekraft über die Eigenschaften des Gesamtfeldes haben. Aus dem Grund sind lokale Angaben von Schalldrücken bzw. Schwingungsamplituden nicht für einen Vergleich verschiedener Anzahlen, Größen oder Anordnungen der piezoelektrischen Elemente hinsichtlich ihrer Dämpfungseigenschaften mit negativen Kapazitätsnetzwerken verwendbar. Notwendig sind daher skalare Größen, die Aussagen über das gesamte Schall- bzw. Schwingungsfeld erlauben.

Zur Bewertung der akustischen Auswirkungen ist die von der Struktur ins Fernfeld abgestrahlte Schalleistung  $P_{ak}$  die geeignete Größe, da sie die integrale, durch akustische Wellen in das Fluid abgegebene Leistung angibt. Sie läßt sich aus der dem Vektor der Schallschnelle  $\mathbf{v}$  sowie dem Schalldruck  $p$  für die durchstrahlte Fläche  $A$  gemäß Gleichung 5.1 bestimmen, siehe dazu z.B. [31] Kapitel 1.5. Der Vektor  $\mathbf{n}$  bezeichnet dabei den Normalenvektor des Flächenelementes  $dA$ . Für die Untersuchungen an der Platte stellt die Plattenfläche selbst die durchstrahlte Fläche dar, so daß der Vektor  $\mathbf{v}$  der Strukturschnelle, d. h. der Oberflächengeschwindigkeit der Platte entspricht.

$$P_{ak} = \int_A p \cdot \mathbf{v}^T \mathbf{n} dA \quad (5.1)$$

Das Produkt  $p \cdot \mathbf{v}$  wird dabei als Schallintensität  $\mathbf{I}$  bezeichnet. Sie kann z.B. mit einer Schallintensitätssonde gemessen werden und bietet so die Möglichkeit, die Schallintensitätsverteilung über einer Fläche und damit auch die Schalleistung experimentell zu bestimmen, siehe Kapitel 5.7.3. In der Simulation kann der Druck ebenfalls aus der Schallschnelle mittels der sogenannten Schallimpedanzmatrix  $\mathbf{Z}$  bestimmt werden, d. h.  $p = \mathbf{v}^T \cdot \mathbf{Z}$ , siehe [19]. Für die ins Fernfeld abgestrahlte Schalleistung ist dabei nur der Realteil der Schallimpedanzmatrix maßgebend, der als Schallresistanzmatrix  $\mathbf{R} = \Re(\mathbf{Z})$  bezeichnet wird. Es zeigt sich somit, daß die Schallintensität und damit auch die Schalleistung quadratisch von der Schallschnelle abhängen.

Diese Art der Berechnung ist jedoch im Sinn der Rechenzeit nicht effizient, weswegen sinnvollerweise die Schallresistanzmatrix vorab mit der Modalmatrix zu einer frequenzabhängigen, modalen Schallresistanzmatrix  $\mathbf{R}_{mo}$  kombiniert wird. Das Superskript  $\Phi^H$  entspricht dabei der adjungierten Transposition, bei der die Matrix transponiert und komplex konjugiert wird.

$$\mathbf{R}_{mo} = \Phi^H \mathbf{R} \Phi \quad (5.2)$$

Dadurch kann die Schalleistungsberechnung in der Simulation direkt aus den modalen Schnellen durchgeführt werden.

$$P_{ak} = \dot{\mathbf{q}}^H \mathbf{R}_{mo} \dot{\mathbf{q}} \quad (5.3)$$

Üblicherweise werden Schalleistungen aufgrund der großen Dynamik selten absolut in Watt angegeben, sondern in Form des Schalleistungspegels  $L_w$ , siehe Gleichung 5.4. Die Referenzschalleistung ist mit  $P_{ak0} = 10^{-12}$  W für Luftschall genormt (siehe [31] Gleichung 1.175). Einer Verdoppelung der Schalleistung entspricht demzufolge eine Vergrößerung des Schalleistungspegels von 3 dB, einer Verzehnfachung ein Anstieg um 10 dB.

$$L_w = 10 \cdot \log_{10} \frac{P_{ak}}{P_{ak0}} \quad (5.4)$$

Um einen vergleichbaren Bewertungsmaßstab für die Strukturschwingungen zu erhalten, wird die Strukturschnelle über alle  $n_{mess}$  Meßpunkte auf der Plattenfläche quadratisch gemittelt gemäß Gleichung 5.5.

$$\bar{v}^2 = \frac{1}{n_{mess}} \cdot \sum_{i=1}^{n_{mess}} v_i^2 \quad (5.5)$$

Aus Gründen der effizienten Berechnung erfolgt die Mittelung der Strukturschnelle in der Simulation dabei gleich bei der Rücksubstitution von den modalen Geschwindigkeiten  $\dot{\mathbf{q}}$  in die physikalischen Koordinaten mittels der Modalmatrix gemäß Gleichung 5.6. Dabei wird das Produkt der Modalmatrizen nur einmal berechnet und als Diagonalmatrix  $\mathbf{N} = \mathbf{\Phi}^H \mathbf{\Phi}$  weiterbenutzt.

$$\bar{v}^2 = \dot{\mathbf{q}}^H \mathbf{\Phi}^H \mathbf{\Phi} \dot{\mathbf{q}} = \dot{\mathbf{q}}^H \mathbf{N} \dot{\mathbf{q}} \quad (5.6)$$

Zum Vergleich wird auch für die gemittelte Strukturschnelle der in Gleichung 5.7 definierte Pegelwert angegeben, um große Dynamikbereiche abdecken zu können. Aufgrund des quadratischen Charakters der gemittelten Strukturschnelle, vergleichbar der Schalleistung nur ohne Wichtung durch die Schallimpedanzmatrix, wird dieser Wert in den folgenden Betrachtungen als Schwingungsleistung bezeichnet. Zur Bestimmung des Pegels wird ein Referenzwert von  $v_0 = 1 \text{ m/s}$  verwendet.

$$L_{Vib} = 10 \cdot \log_{10} \frac{\bar{v}^2}{v_0^2} \quad (5.7)$$

Parallel zur Schalleistung bedeutet auch für die Schwingungsleistung ein Pegelanstieg von 3 dB eine Verdopplung, d.h. ein Pegelanstieg von 6 dB entspricht der Verdopplung der Schwingungsamplitude.

### 5.3. Modellierung der Teststruktur

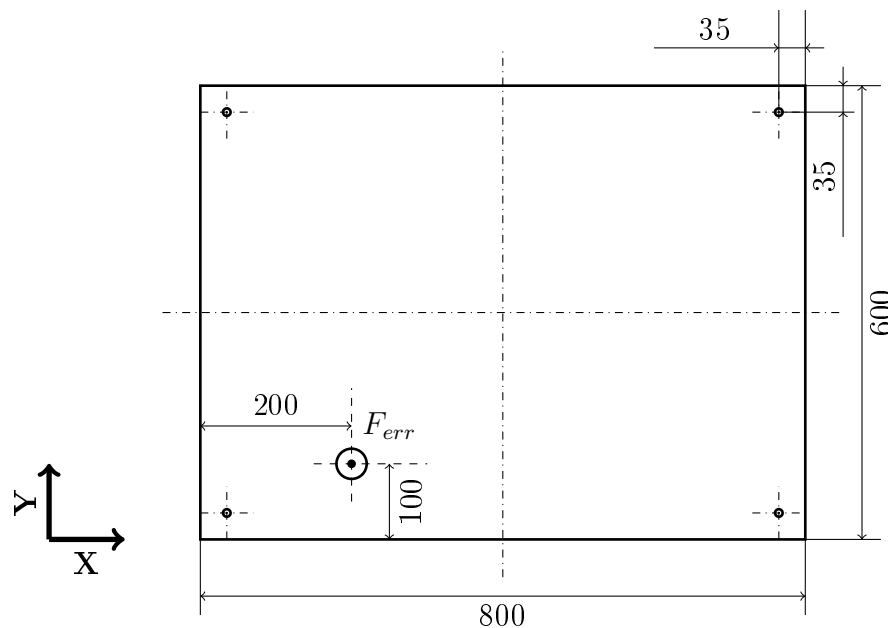
Nachdem der Fokus in Kapitel 4.4 darauf lag, die Modellierung der negativen Kapazität in der modalen Rechnung zu verifizieren, sollen im Folgenden die Auswirkungen mehrerer unabhängiger piezoelektrischer Wandler mit negativen Kapazitäten auf einer repräsentativen Struktur untersucht werden. Der Balken als Modell ist dafür nur bedingt geeignet, da sich erstens die Platzierung nur auf eine Dimension reduziert und zweitens akustische Untersuchungen aufgrund der geringen Abmessungen nur bei sehr hohen Frequenzen möglich sind.

Zusätzlich bestehen viele der technisch genutzten Tragwerks- oder Gehäuseelemente aus dünnen, schalenartigen Elementen, die je nach der Belastung auch ggf. verstärkt sein können. Beispiele finden sich dazu in den Außenschalen von Flugzeugrümpfen, Karosserien von Kraftfahrzeugen oder Eisenbahnwaggons, Gerätegehäuse usw. Dabei werden stets dünne Blech- oder Verbundpaneele zwischen den Verstärkungselementen eingesetzt, die aufgrund der geringen Dicke naturgegeben anfällig für Biegeschwingungen sind, die die akustischen und strukturdynamischen Eigenschaften negativ beeinflussen.

Aus den genannten Gründen ist der Balken als Modell hierfür nicht ausreichend, weswegen eine ebene Platte mit Einspannung an den Ecken als Teststruktur verwendet wird. Da diese ähnliche strukturdynamische und akustische Eigenschaften aufweist, wie die genannten Beispielstrukturen, kann sie als vereinfachter Stellvertreter benutzt werden. Der Vorteil dabei besteht darin, daß aufgrund der Ebenheit der Platte und fehlender Versteifungselemente der Modellierungsaufwand für derartige Elemente reduziert wird. Dadurch ist es möglich, die Auswirkungen der piezoelektrischen Elemente mit den angeschlossenen negativen Kapazitätsnetzwerken weiter in den Fokus zu stellen, als dies z. B. bei komplizierteren Strukturen aufgrund der weitaus komplexeren Strukturdynamik und damit verbundenen akustischen Abstrahleigenschaften möglich ist.

Die Testplatte weist die in Abbildung 5.1 gezeigten Abmessungen auf. Zur Lagerung werden in den Ecken vier Bohrungen eingebracht, mit denen die Platte in einem Teststand (siehe Anhang Abbildung C.7) verschraubt werden kann. Aufgrund der Isotropie der Materialeigenschaften und der dadurch einfacheren Modellierung kommen Platten aus Stahl mit einer Dicke von 2 mm zum Einsatz. Weitere Informationen zum Versuchsstand finden sich in Kapitel 5.7.1 bzw. in Anhang C.2.

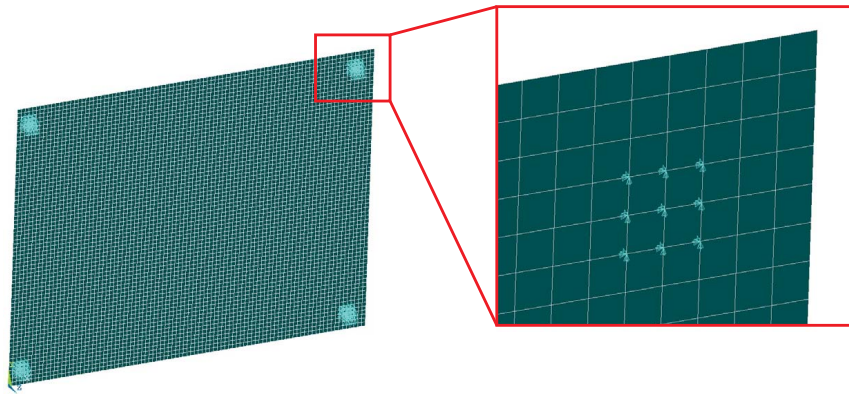
Angeregt wird die Platte für alle folgenden simulativen Untersuchungen mit einer Punktkraft von  $F = 1 \text{ N}$  bei den Plattenkoordinaten  $x = 200 \text{ mm}$  und  $y = 100 \text{ mm}$  in einem Frequenzbereich von  $0 - 2000 \text{ Hz}$ . Die Erregung mit der Einheitskraft besitzt den Vorteil, daß die sich ergebenden Kurven für die Schall- und Schwingungsleistung identisch mit den Übertragungsfunktionen sind.



**Abbildung 5.1.:** Abmessungen der Versuchsplatte (mm)

Basierend auf den Abmessungen in Abbildung 5.1 wird ein Modell in der Finite-Element-Anwendung ANSYS erstellt, mit dessen Hilfe die Modaldaten, d. h. Eigenwerte, Eigenvektoren und die modale Masse bestimmt werden. Zur Modellierung werden Schalenelemente vom Typ shell181 mit einer Elementgröße von 10 mm genutzt. Das Netz ist in Abbildung 5.2 dargestellt. Die Lagerung wird durch das Blockieren der translationalen Freiheitsgrade an neun den Lagerungspunkt umgebenden Knoten nachgebildet. Bei der Steifigkeit der verwendeten Verschraubung gegenüber der vergleichsweise dünnen Platte kann eine derar-

tige Einspannung angenommen werden. Auf eine Fixierung eines einzelnen Knotens in den translatorischen sowie rotatorischen Freiheitsgraden, was faktisch ebenfalls einer Einspannung entspräche, wurde bewußt verzichtet, da sich sonst zu hohe Dehnungen im Bereich dieses Knotens entwickeln und die Elemente stark verzerrt werden.



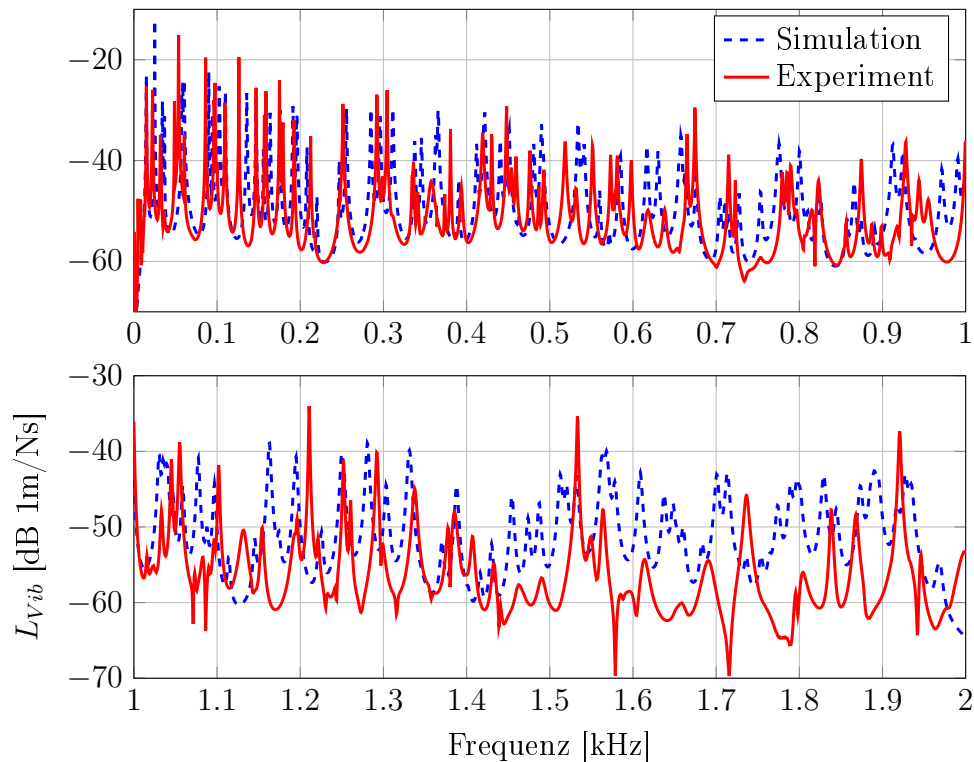
**Abbildung 5.2.:** Netz der Versuchsplatte aus Schalenelementen mit den Randbedingung der Befestigungspunkte

Auf Basis dieses Modells liefert ANSYS im Frequenzbereich von 0–2 kHz 173 Eigenwerte mit den dazugehörigen Eigenvektoren. Für eine gute Übereinstimmung mit der Realität werden die Dicke der Platte sowie E-Modul, Poisson-Zahl und die Dichte des Plattenwerkstoffs mit dem in [63] gezeigten Werkzeug angepaßt. Als Zielfunktion dienen die Differenzen der Eigenfrequenzen zwischen Simulation und Experiment, die durch einen Optimierungsalgorithmus minimiert werden. Dabei waren nur Anpassungen im Promillebereich erforderlich. Diese Modaldaten bilden die Basis für die folgenden Platzierungsrechnungen der Piezokeramiken auf der Platte.

Für eine vollständige Beschreibung des Systems ist gleichzeitig die Kenntnis der Dämpfungseigenschaften erforderlich. Um Aussagen über die Dämpfung treffen zu können, sind Vergleiche der Systemantwort zwischen Simulation und Messung erforderlich. Hierzu bietet sich die über die Plattenfläche gemittelte Strukturschnelle an, da sie direkt der Simulation entnommen werden kann. Zudem ist die Messung mit einem Laser-Scanningvibrometer ebenfalls in hoher Genauigkeit und Ortsauflösung möglich.

Eine Variation der modalen Dämpfung von  $\xi = 0,1 \dots 0,5\%$  führte zu dem Ergebnis, daß bei einem Wert von  $\xi = 0,15\%$  der Unterschied beider Kurven im Frequenzbereich von 0...2 kHz minimal wird. Die simulierte und gemessene Übertragungsfunktionen der gemittelten Strukturschnelle bezogen auf die Erregerkraft für eine Anregung mit einem Shaker bei den genannten Koordinaten sind in Abbildung 5.3 dargestellt.





**Abbildung 5.3.:** Amplitudenverlauf der simulierten und gemessenen Strukturschnelle bezogen auf die Erregerkraft

In der Abbildung ist zu sehen, daß die modale Dichte der Platte gegenüber dem Balken (siehe dazu Abbildung 4.7) erwartungsgemäß wesentlich höher ist. Bis zu einer Frequenz von 1 kHz sind die Abweichungen zwischen der Simulation und der Messung in der Amplitude auf wenige dB beschränkt, woraus sich eine ausreichende Abbildung der Dämpfungseigenschaften der Platte ableiten läßt. Zudem treten Gruppen von Eigenfrequenzen sowohl in der Simulation, als auch in der Messung im gleichen Frequenzbereich auf. Visuell wird dies z. B. bei einer Frequenz von 300 Hz besonders deutlich.

Oberhalb von 1 kHz werden die Abweichungen sichtbar größer, sowohl was die Amplitude, als auch die Eigenfrequenzgruppen betrifft. Dies ist mit Vereinfachungen im Modell zu erklären, die in der Simulation nicht berücksichtigt werden. Dazu zählen z. B. in erster Linie die Randbedingungen, die in der Simulation ideal steif abgebildet werden. Im Experiment besitzen sie jedoch eine endliche Steifigkeit, so daß daraus ein Einfluß auf die Lage der Eigenfrequenzen resultiert. Zweitens wird in der Simulation von einer konstanten modalen Dämpfung ausgegangen. Dagegen hängt die Dämpfung im Experiment auch von der Geometrie des Eigenvektors ab, z. B. durch unterschiedlich starke Gleitbewegungen in nicht ideal steifen Auflagern. Einen weiteren Einfluß bildet die Krafteinleitung, die im Modell rein punktförmig an einem Knoten erfolgt. Für die Messung ist hier jedoch eine Mindestfläche zum Anbringen der Kraftmeßdose für den Shaker erforderlich.

All diese Mechanismen sorgen dafür, daß die Modellungenauigkeiten mit steigender Frequenz größer werden. Eine Steigerung der Modellgüte ist jedoch nur durch die Einführung zusätzlicher Freiheitsgrade, z. B. Nachgiebigkeiten der Lagerung im Modell in alle Raumdimensionen, Erhöhung der Netzdichte und ähnliche Maßnahmen denkbar. Dies würde neben einem wesentlich erhöhten Aufwand zur Bestimmung der Parameter für die zusätzlichen

Freiheitsgrade auch für eine Erhöhung der Rechenzeit des modalen Modells, insbesondere bei sehr feinen Netzen sorgen. Im Hinblick auf die Nutzung von Optimierungsalgorithmen sind lange Rechenzeiten durch die Notwendigkeit der Iteration jedoch kontraproduktiv.

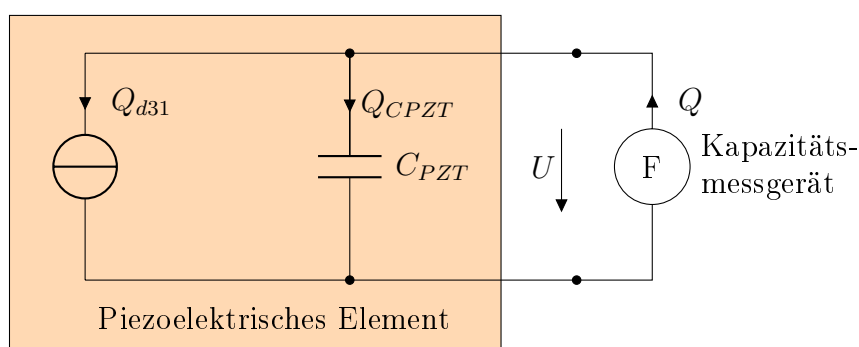
Da für die folgenden Untersuchungen der relative Vergleich zwischen der mit piezoelektrischen Elementen bestückten Platte mit und ohne angeschlossene negative Kapazitätsschaltungen im Mittelpunkt steht, werden diese Abweichungen zugunsten des einfacheren Modells in Kauf genommen.

## 5.4. Bestimmung der notwendigen Modellparameter für das negative Kapazitätsnetzwerk

Neben den modalen Parametern der Plattenstruktur sind für die folgenden Untersuchungen zum Einfluß von Anzahl, Größe und Platzierung der mit negativen Kapazitätsnetzwerken beschalteten piezoelektrischen Elemente auf der Platte auch die Modellparameter des piezoelektrischen Elementes sowie der negativen Kapazität erforderlich. Im einzelnen handelt es sich dabei um die intrinsische Kapazität  $C_{PZT}$ , den Serienwiderstand  $R_S$  sowie die negative Kapazität  $C_{neg}$  selbst, die sowohl für die Simulation, als auch für die experimentellen Untersuchungen möglichst genau bekannt sein müssen.

Zentral für Wirkung elektrischer Netzwerke an piezoelektrischen Elementen ist deren intrinsische Kapazität  $C_{PZT}$ , wie bereits in Kapitel 2.4.2 dargelegt. Der Wert dieser Kapazität ist jedoch weder als Herstellerangabe des jeweiligen Elementes bekannt, noch einer direkten Messung mit hinreichender Genauigkeit zugänglich.

Den Grund dafür liefert das Ersatzschaltbild des piezoelektrischen Elementes selbst. Wird, wie in Abbildung 5.4 gezeigt, eine bekannte Ladung  $Q$  durch ein Kapazitätsmeßgerät auf das piezoelektrische Element gegeben, so teilt sich diese sowohl auf die intrinsische Kapazität  $C_{PZT}$ , als auch auf die elektromechanische Kopplung auf, so daß die resultierende Spannung  $U$  zu gering ausfällt. Eine Messung der reinen intrinsischen Kapazität ist auf diese Weise nicht möglich, da der Ladungsanteil  $Q_{CPZT}$  nicht losgelöst von  $Q_{d31}$  bestimmbar ist.



**Abbildung 5.4.:** Ersatzschaltbild des piezoelektrischen Elementes mit angeschlossener Kapazitätsmeßgerät

Weil für den Abgleich der negativen Kapazität nur  $C_{PZT}$  von Interesse ist, kann der mit einem Kapazitätsmeßgerät ermittelte Wert nicht für die Simulation genutzt werden. Stattdessen wird er aus den Abmessungen des piezoelektrischen Elementes und der Herstellerangabe der Permittivität  $\epsilon_{31}^T$  für die verwendete PZT-Keramik gemäß Gleichung 5.8 bestimmt.

$$C_{PZTsim} = \frac{\epsilon_{31}^T A_{PZT}}{d_{PZT}} \quad (5.8)$$

Da im Folgenden piezoelektrische Elemente mit verschiedenen Größen und damit unterschiedlichen Werten für  $C_{PZT}$  verwendet werden, ist eine feste Angabe des Serienwiderstandes  $R_S$  nicht sinnvoll. Der Grund dafür liegt darin, daß sich das Frequenzverhalten der negativen Kapazität ändert, wenn bei konstantem Serienwiderstand die Kapazität des piezoelektrischen Elementes verändert wird. Dies wird anschaulich, wenn bei konstantem  $R_S$  die Kapazität erhöht wird. Im gleichen Maß werden so die Spannungsanstiege verringert, so daß die Reaktionsgeschwindigkeit der Schaltung bei hohen Frequenzen abnimmt. Der Grund dafür liegt im Tiefpaßverhalten der Kombination aus  $R_S$  und  $C_{PZT}$ .

Um diese Auswirkung zu kompensieren, bietet sich die Festlegung einer einheitlichen Zeitkonstante  $\tau_{RS}$  an, die sich aus dem durch die Kapazität  $C_{PZT}$  und den Serienwiderstand  $R_S$  gebildeten Tiefpaß gemäß Gleichung 5.9 ergibt. Diese wird im Anschluß sowohl in den Simulationen, als auch im Experiment verwendet.

$$\tau_{RS} = R_S \cdot C_{PZT} \quad (5.9)$$

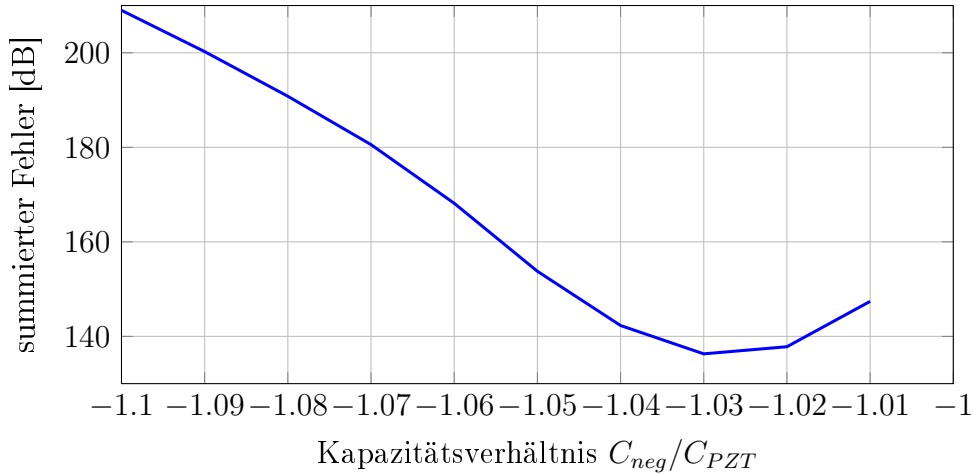
Somit kann  $R_S$  für jede Größe der piezoelektrischen Elemente ermittelt werden, wodurch das Frequenzverhalten der negativen Kapazitätsschaltung unabhängig von der Größe des Elementes bleibt. Erst dadurch kann eine Vergleichbarkeit zwischen verschiedenen Konfigurationen der piezoelektrischen Elemente mit unterschiedlichen Flächen sichergestellt werden. In der Simulation wird  $R_S$  direkt bei der Modellerstellung gemäß Gleichung 5.9 bestimmt. Für die experimentellen Untersuchungen ist  $R_S$  mittels eines Potentiometers jeweils passend einzustellen.

Neben  $R_S$  und  $C_{PZT}$  bildet die Größe der negativen Kapazität den dritten, die erreichbaren Dämpfungen maßgeblich beeinflussenden Parameter. Obwohl anhand von Kapitel 2.4.2.2 sowie 3.4.10.3 festgestellt wurde, daß mit Annäherung des Verhältnisses  $C_{neg}/C_{PZT} \rightarrow -1$  die maximale Dämpfung erreicht wird, so ist in der Praxis aus Stabilitätsgründen der Elektronik (siehe Kapitel 3.4.4) ein Verhältnis der beiden Kapazitäten von  $-1$  nicht erreichbar, sondern es ist stets ein gewisser Abstand zur Instabilitätsgrenze zu wahren. Dabei existiert jedoch keine analytische Berechnungsvorschrift für die Größe dieses Abstandes, aus der das Kapazitätsverhältnis, bzw. die Größe der negativen Kapazität für die Simulation ermittelt werden kann.

Zur Bestimmung des Kapazitätsverhältnisses wird aus diesem Grund ein Experimentalaufbau genutzt, bei dem auf einer Platte mit den in Abbildung 5.1 gezeigten Abmessungen zehn piezoelektrische Elemente mit einer Größe von  $100 \times 60$  mm aufgebracht sind, die jeweils an ein eigenes negatives Kapazitätsnetzwerk angeschlossen sind. Diese negativen Kapazitätsnetzwerke werden manuell mittels eines Oszilloskops seitens der Größe der negativen Kapazität so eingestellt, daß gerade keine Schwingungen mehr beobachtet werden können, d. h. das System gerade eben elektrisch stabil ist. Der Serienwiderstand wird für die Messung mit  $R_S = 100 \Omega$  festgelegt, da sich dieser Wert in Voruntersuchungen als geeignet heraus-

gestellt hat. Mit diesen Einstellungen wird die Amplitudenreduktion der Schwingung durch die negative Kapazität gegenüber den piezoelektrischen Elementen mit offenen Elektroden gemessen.

Zur Bestimmung der Größe der negativen Kapazität wird auf Basis dieser Messung ein indirektes Verfahren eingesetzt. Es basiert auf Simulationen, die mit verschiedenen Einstellungen von  $C_{neg}/C_{PZT}$  mit Werten zwischen  $-1.1$  bis  $-1.01$  durchgeführt werden. Als Fehlerfunktional findet die Summe der mit der Frequenzbandbreite des jeweiligen Terzbandes multiplizierten Differenzen zwischen simulierter und gemessener Reduktion der Schwingungsamplitude Verwendung. Der Verlauf dieses Fehlerfunktionals ist in Abbildung 5.5 zu sehen. Wie zu erkennen, ist das Minimum bei einem Kapazitätsverhältnis von  $C_{neg}/C_{PZT} = -1.03$  zu finden.

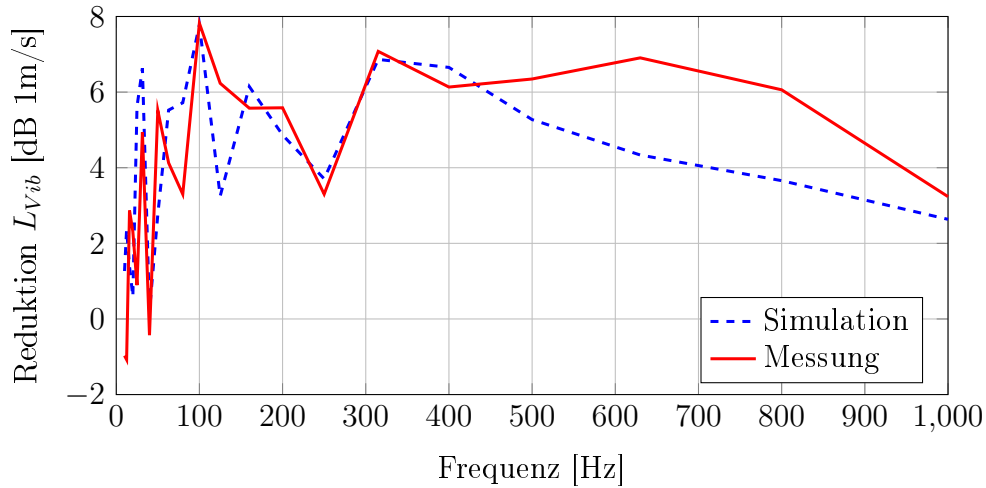


**Abbildung 5.5.:** Fehler der simulierten Dämpfung für verschiedene Kapazitätsverhältnisse bei  $R_S = 100\Omega$

Da die negativen Kapazitätsnetzwerke für die Messung manuell auf maximale Dämpfung, d. h. so nah wie möglich an  $C_{neg}/C_{PZT} = -1$  eingestellt wurden, ist davon auszugehen, daß ein Verhältnis von  $-1,03$  nicht überschritten werden kann.

Die zugehörigen Terzspektren der simulierten und experimentell bestimmten Reduktionen der Schwingungsamplitude sind in Abbildung 5.6 für  $R_S = 100\Omega$  und den Simulationswerten von  $C_{PZT} = 450\text{ nF}$  sowie  $C_{neg} = -463,5\text{ nF}$  zu sehen. Abweichungen zwischen der gemessenen und simulierten Dämpfung durch die negativen Kapazitätsnetzwerke sind nur nennenswert für die Terzmittenfrequenzen bei 630 Hz sowie 800 Hz zu finden und mit maximal 2,5 dB als gering einzustufen. In allen anderen Terzbändern sind die Unterschiede von simulierter und gemessener Dämpfung vernachlässigbar.

Damit stehen die Parameter für die Simulationen zur Verfügung.  $C_{PZT}$  ergibt sich aus den geometrischen Dimensionen der piezoelektrischen Elemente. Darauf aufbauend wird  $R_S$  anhand der Zeitkonstante  $\tau_{RS}$  des Tiefpasses mit  $C_{PZT}$  ermittelt. Da für die Bestimmung des experimentell erreichbaren, realistischen Kapazitätsverhältnisses ein Wert des Serienwiderstandes von  $R_S = 100\Omega$  in Kombination mit den piezoelektrischen Elementen von je  $100 \times 60\text{ mm}$  Größe eine ansprechende Amplitudenreduktion ergeben hat, soll diese Wahl der Dynamik des aus  $R_S$  und  $C_{PZT}$  gebildeten Tiefpasses auch für die folgenden Untersuchungen verwendet werden. Auf Basis der genannten Einstellungen mit  $R_S = 100\Omega$  und  $C_{PZT} = 450\text{ nF}$  ergibt sich demzufolge eine Zeitkonstante von  $\tau_{RS} = 22.5\text{ }\mu\text{s}$ .



**Abbildung 5.6.:** Terzbandspektren von simulierter und gemessener Schwingungsreduktion

$C_{neg}$  wird mit dem Wert für  $C_{PZT}$  bestimmt, so daß das Verhältnis der beiden Größen genau dem aus der genannten Messung ermittelten Verhältnis von  $-1,03$  entspricht. Diese Werte für  $\tau_{RS} = 22,5 \mu s$  sowie  $C_{neg}/C_{PZT} = -1,03$  werden fortan für alle Simulationen und Experimente verwendet, um  $C_{neg}$  und  $R_S$  festzulegen.

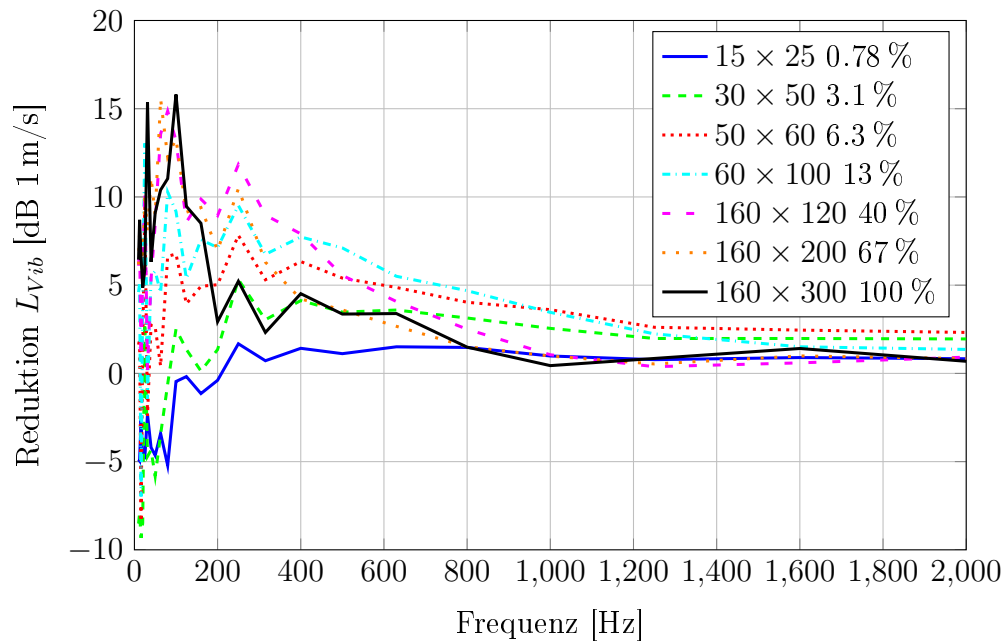
## 5.5. Untersuchung regelmäßiger Platzierungen

### 5.5.1. Einfluß der Fläche der piezoelektrischen Elemente

Damit schwingende Strukturen gedämpft werden können, ist es erforderlich, Schwingungsenergie aus der Struktur zu extrahieren und zu dissipieren. Eine notwendige Bedingung dafür ist das Vorhandensein von elektromechanischen Energiewandlern. Im betrachteten Fall sind es piezoelektrische Elemente, die Schwingungsenergie in elektrische Energie umwandeln. Intuitiv ist davon auszugehen, daß eine Erhöhung der abgedeckten Fläche der piezoelektrischen Elemente gleichzeitig den Energietransport und damit die Dämpfung erhöht, bis die Struktur vollflächig belegt ist.

Um dieser Fragestellung auf den Grund zu gehen, werden Simulationen von je zehn piezoelektrischen Elementen mit unterschiedlicher Fläche, jedoch gleichen Mittelpunktkoordinaten durchgeführt. Diese werden in zwei Reihen zu je fünf Elemente gleichmäßig auf der Fläche verteilt. Die Gesamtfläche variiert zwischen 0,78 % bis 100 % der Grundfläche der Platte. In Anhang D.2.1 können die unterschiedlichen Platzierungen in Abbildung D.19 bis D.22 eingesehen werden.

Mit den in 5.4 ermittelten relativen Kennwerten von  $\tau_{RS} = 22,5 \mu s$  und  $C_{neg}/C_{PZT} = -1,03$  für die negative Kapazität können die Amplitudenreduktionen von Schwingungs- und Schallleistung bestimmt werden und sind in den Abbildungen 5.7 und 5.8 über der Frequenz dargestellt. Die in der Legende angegebenen Zahlen entsprechen darin der Größe eines Elementes in Millimetern sowie des prozentualen Anteils der durch piezoelektrische Elemente abgedeckten Fläche an der Gesamtfläche der Platte.



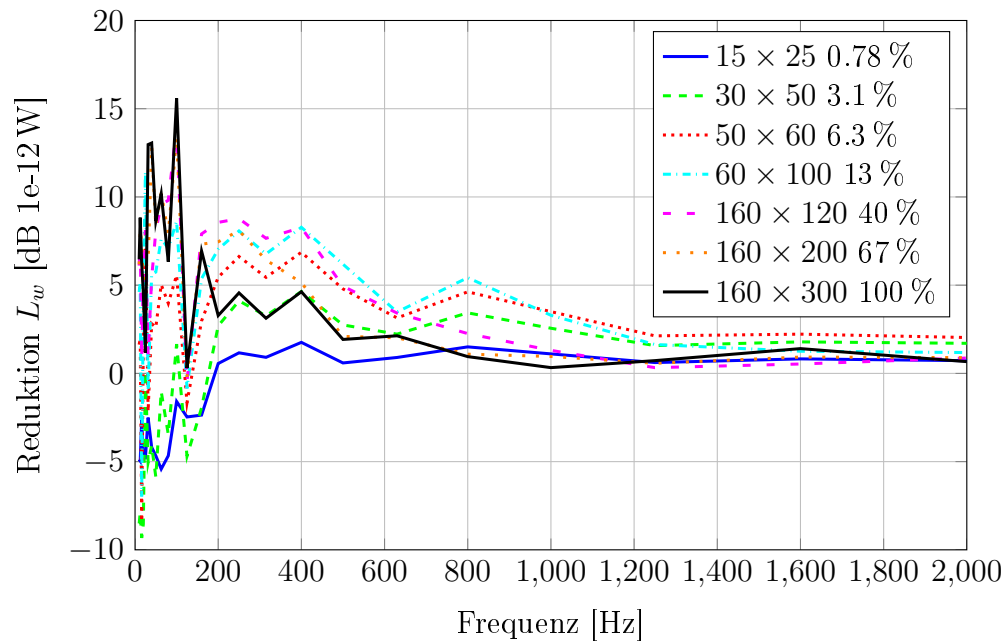
**Abbildung 5.7.:** Reduktion der Schwingungsamplitude bei verschiedenen Größen piezoelektrischer Elemente mit insgesamt 10 Elementen

Bis zu einem Flächenanteil von 6,3 % führt die Vergrößerung der durch die piezoelektrischen Elemente abgedeckten Fläche tatsächlich zu einer höheren Schwingungsdämpfung über die gesamte betrachtete Frequenzbandbreite. Bei größerer Fläche kommt es zwar niederfrequent weiterhin zu einer Erhöhung der Dämpfung, im höheren Frequenzbereich ab 1 kHz verkehrt es sich jedoch ins Gegenteil und die Dämpfung nimmt ab. Die Ursache für dieses scheinbar widersinnige Ergebnis ist in der verringerten elektromechanischen Kopplung von großen piezoelektrischen Elementen bei hohen Frequenzen zu suchen. Kurze strukturelle Wellenlängen sorgen bei großflächigen Elementen dafür, daß dadurch Bereiche mit Knotenlinien der Strukturmoden überdeckt werden. Beiderseits der Knotenlinien befinden sich Regionen mit unterschiedlichem Vorzeichen der Dehnung, so daß im piezoelektrischen Element analog positive und negative dielektrische Verschiebungen auftreten. Durch die Parallelschaltung dieser Bereiche bei großflächigen piezoelektrischen Elementen gleichen sich diese Ladungen akteurintern aus und stehen für einen Energietransport nicht zur Verfügung. Dadurch sinkt die Dämpfungswirkung bei großflächigen piezoelektrischen Elementen ab, sobald die halbe Strukturwellenlänge einer Schwingungsmoden die Größe des Elements unterschreitet.

Entsprechend ist das Verhalten bei weiterer Vergrößerung der Fläche der piezoelektrischen Elemente bis zur vollständigen Bedeckung dadurch geprägt, daß zwar die niederfrequente Dämpfung zunimmt, dafür jedoch die Frequenz, ab der der Abfall der Wirkung einsetzt, geringer wird.

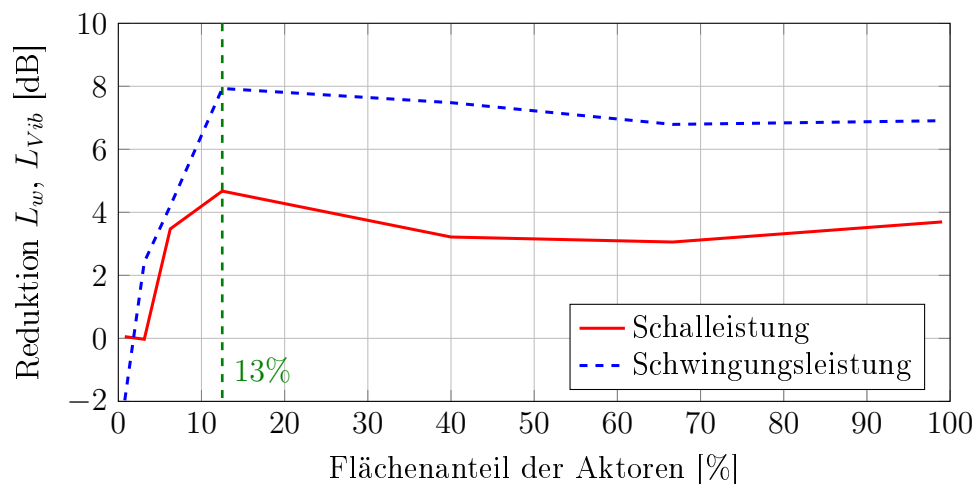
Das Verhalten der Schalleistung ist analog dem der Schwingungsamplitude. Auch hier lassen sich die genannten Effekte beobachten, wie Abbildung 5.8 zeigt.

Noch anschaulicher wird der Zusammenhang, wenn die Differenz der über den gesamten Frequenzbereich von 0 – 2 kHz gemittelten Amplituden von Schwingungs- und Schalleistung über dem Flächenanteil aufgetragen werden, wie in Abbildung 5.9 dargestellt. Offenbar ist für die gewählte Anzahl und Anordnung der piezoelektrischen Elemente das Maximum der Dämpfung der Gesamtamplitude bei einem Flächenanteil von lediglich 13 % bereits erreicht.



**Abbildung 5.8.:** Reduktion der Schalleistung bei verschiedenen Größen piezoelektrischer Elemente mit insgesamt 10 Elementen

Eine Erhöhung der Fläche führt demnach nur zu einer erhöhten Masse und verringert die Effizienz. Dieser Effekt ist bei der Schalleistung im betrachteten Fall etwas stärker ausgeprägt, als bei der Schwingungsleistung.



**Abbildung 5.9.:** Reduktion der über den gesamten Frequenzbereich gemittelten Amplitude in Abhängigkeit des Flächenanteils

Schlußfolgernd aus den Abbildungen 5.7 bis 5.9 läßt sich feststellen, daß eine alleinige Erhöhung der Fläche der piezoelektrischen Elemente nur bis zu einer gewissen Größe eine Verbesserung der Dämpfung bewirkt. Insofern gilt es, auch die Zahl der Elemente und damit deren individuelle Fläche zu betrachten.

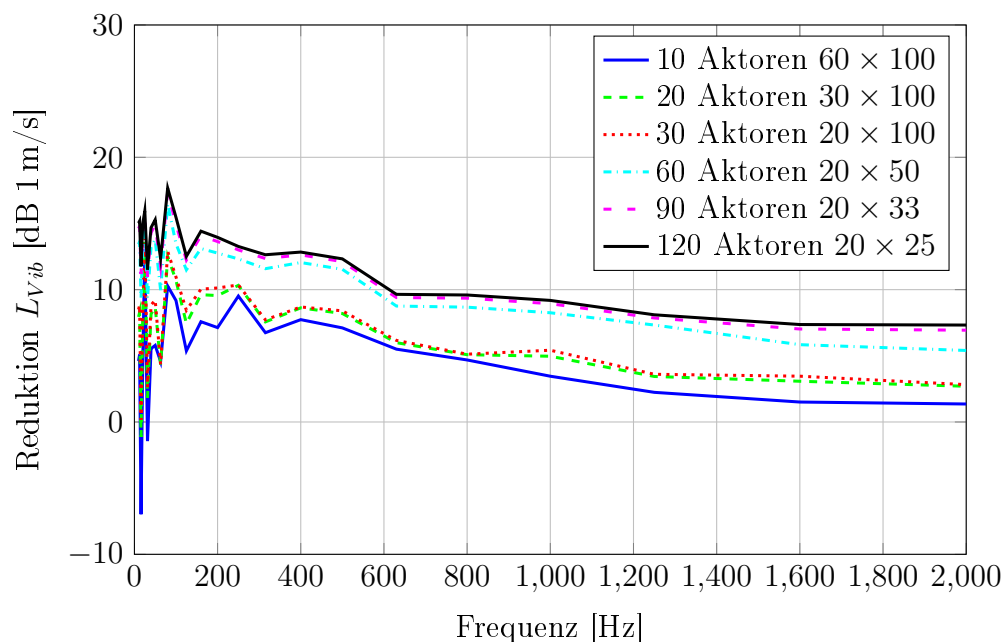
### 5.5.2. Einfluß der Anzahl der piezoelektrischen Elemente

Inwieweit sich die Anpassung der Aktorgröße des individuellen Aktors an die Strukturwellenlänge zur Effizienzsteigerung der Schall- und Schwingungsreduktion mit der negativen Kapazität eignet, soll im Folgenden untersucht werden. Dazu wird bei konstant gehaltenem Anteil der mit piezoelektrischen Elementen belegten Fläche an der Gesamtfläche der Platte die Anzahl der individuell beschalteten Elemente sukzessive erhöht. Entsprechend wäre zu erwarten, daß der Effekt des Ladungsausgleichs dadurch, verglichen mit einer Erhöhung der Größe der Elemente, weniger auftritt, so daß die Dämpfung mit der Erhöhung der Anzahl piezoelektrischer Elemente ebenfalls steigt.

Ausgangspunkt der Simulation ist die Platzierung mit einem Flächenanteil der piezoelektrischen Elemente von 13 % an der Fläche der Platte, ab der die Dämpfung bei höheren Frequenzen wieder rückläufig ist, wie anhand der grünen Markierung in Abbildung 5.9 festgestellt. Dabei sind insgesamt zehn piezoelektrische Elemente mit einer Größe von  $60 \times 100$  mm in zwei Reihen auf der Platte regelmäßig aufgebracht.

Diese einzelnen Elemente werden für die Untersuchung schrittweise zunächst vertikal und danach horizontal bei konstanter Größe weiter unterteilt, so daß sich die gesamte Anzahl an Elementen zwischen zehn bis zu 120 an zehn verschiedenen Stellen bewegt. Im Anhang können die sich ergebenden Anordnungen in den Abbildungen D.23 bis D.25 eingesehen werden. Für die Vergleichbarkeit der Anordnungen der piezoelektrischen Elemente bleiben die Parameter  $\tau_{RS}$  und  $C_{neg}/C_{PZT}$  der negativen Kapazität unverändert.

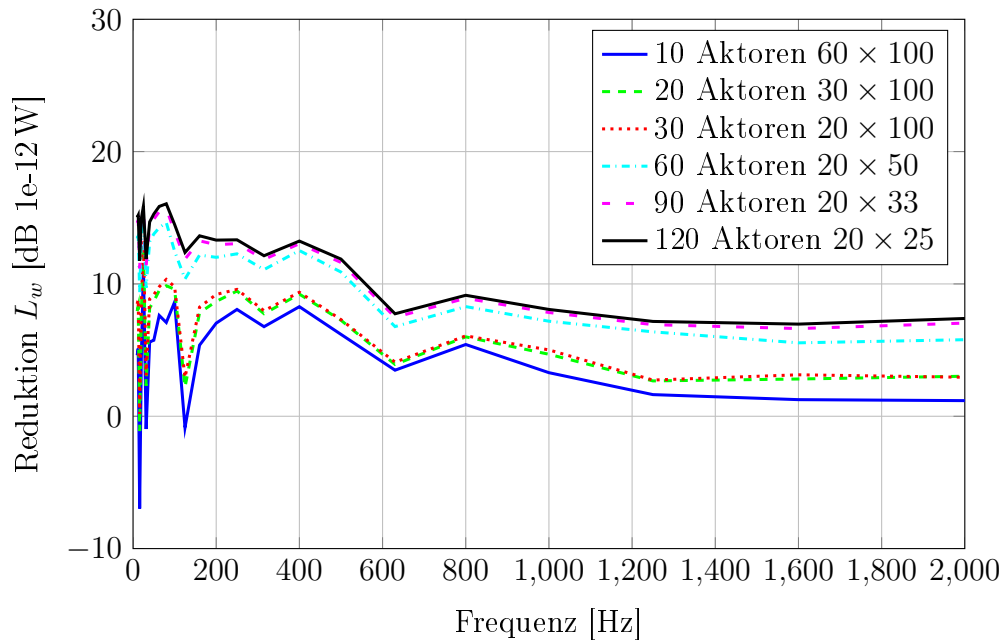
Die berechneten Terzspektren für die Reduktion der Schwingungs- und Schalleistung sind in den Abbildungen 5.10 und 5.11 dargestellt. Die Zahlen in der Legende beider Abbildungen stehen für die Anzahl der individuellen Elemente insgesamt sowie deren Größe in Millimetern.



**Abbildung 5.10.:** Reduktion der Vibrationsamplitude bei verschiedenen Aktorzahlen für 13 % Flächenanteil



Abbildung 5.10 zeigt eindeutig, daß sich die Reduktion der Schwingungsamplitude entsprechend der geäußerten Erwartung mit der Erhöhung der Aktorzahl bei gleicher zur Verfügung stehender Fläche erhöht. Insbesondere fällt auf, daß eine zusätzliche horizontale Unterteilung auf 60 Aktoren (cyanfarbene Kurve) sich vergleichsweise stark verbessernd gegenüber der roten und grünen Kurve auswirkt, bei der die zehn ursprünglichen Aktoren nur vertikal halbiert auf 20 bzw. gedrittelt auf 30 Aktoren sind. Die Ursache ist auch hier darin zu suchen, daß kleinere Aktoren weniger anfällig für den bereits erwähnten internen Ladungsausgleich sind und damit eine effizientere Dämpfung erlauben. Die Verläufe der Reduktion der Schalleistung sind qualitativ mit denen der Schwingungsreduktion vergleichbar, wie Abbildung 5.11 demonstriert.

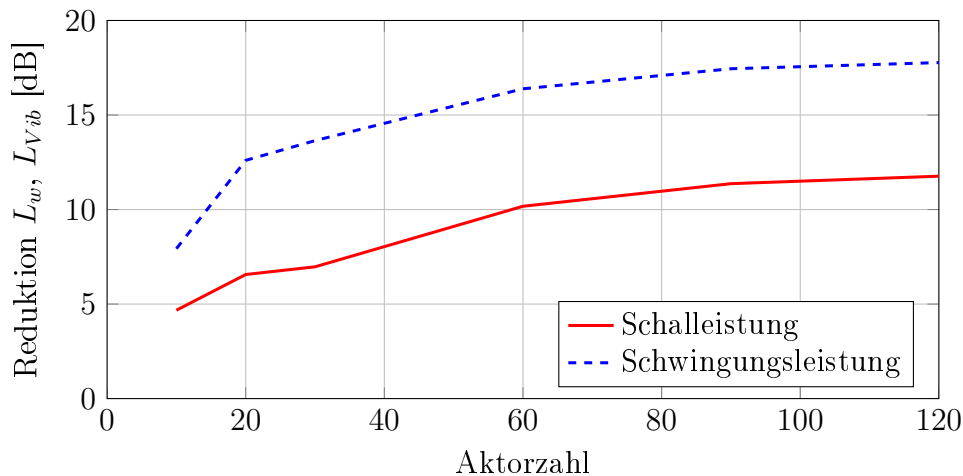


**Abbildung 5.11.:** Reduktion der Schalleistung bei verschiedenen Aktorzahlen für 13 % Flächenanteil

Abbildung 5.12 unterstreicht die aus den Abbildungen 5.10 und 5.11 abgeleiteten Tendenzen zusätzlich.

Eine Erhöhung der Aktorzahl auf 90 Elemente bewirkt noch eine Steigerung der Wirkung um  $\approx 1$  dB, während die weitere Steigerung auf 120 Aktoren fast keinen Effekt mehr hat. Die Ursache für diesen Sättigungseffekt ist ebenfalls in dem Verhältnis aus Größe der piezoelektrischen Elemente gegenüber den Strukturwellenlängen zu suchen. Ab dem Punkt, wo die Abmessungen der piezoelektrischen Elemente bereits kleiner als die minimalen Wellenlängen der Strukturschwingungen sind, bringt auch eine weitere Verkleinerung keine gesteigerte Wirkung der negativen Kapazität mehr. Insofern ist auch hier ein Optimum zwischen der Anzahl der mit individuellen negativen Kapazitätsnetzwerken beschalteten piezoelektrischen Elemente sowie der Reduktion von Schall- oder Schwingungsleistung vorhanden.

Zusätzlich fällt auf, daß z.B. in Abbildung 5.12 die Reduktion der Schwingungsleistung wesentlich größer ausfällt, als die Verringerung der Schalleistung. Da in beiden Fällen die identische Anordnung der piezoelektrischen Elemente hinsichtlich Anzahl und Größe vorliegt, ist davon auszugehen, daß die Schwingungsberuhigung sich nicht in ausreichendem Maß auf die für die Schallabstrahlung relevanten Moden erstreckt. Gerade unter der Prä-



**Abbildung 5.12.:** Reduktion der über den gesamten Frequenzbereich gemittelten Amplitude in Abhängigkeit der Aktorzahl

minimale Reduktion des Kabinenschalls z. B. von Passagierflugzeugen oder Fahrzeugen wäre jedoch der Fokus eher auf die Verringerung der Schalleistung zu legen.

Es erscheint daher naheliegend, daß neben Anzahl und Größe der piezoelektrischen Elementen auch deren Anordnung auf der Platte Auswirkungen auf die Dämpfungswirkung hat. Insbesondere stellt sich in diesem Zusammenhang die Frage, in welchem Maß sich die Platzierung der Elemente für eine zielgerichtete Dämpfung einer Größe - der Schall- oder der Schwingungsleistung - nutzen läßt.

Zur Klärung dieser Fragestellung bietet es sich an, angepaßte Platzierungen für entweder minimale Schall- oder minimale Schwingungsleistung zu erstellen und diese im Anschluß mit den regelmäßigen Platzierungen bzw. untereinander hinsichtlich des Einflusses auf beide Größen zu vergleichen.

## 5.6. Zielfunktionsangepaßte Platzierung der piezoelektrischen Elemente

### 5.6.1. Zielfunktion und Methode der Anpassung der Platzierung

Eine wesentliche Komponente der ASAC-Prozeßkette stellt die Ableitung von Anordnungen piezoelektrischer Elemente nach verschiedenen Zielfunktionen dar. Im Rahmen dieser Arbeit wird dieses Werkzeug auch für die Erstellung der Platzierungen der mit negativen Kapazitäten beschalteten piezoelektrischen Elementen für die Plattenstruktur verwendet. Dazu ist eigens ein Modul zur Prozeßkette hinzugefügt worden, mit dessen Hilfe die Zielfunktionsberechnung für mit allgemeinen elektrischen Netzwerken beschalteten piezoelektrischen Elementen möglich ist. Zur Bestimmung der eigentlichen Platzierung wird ein Optimierungsalgorithmus verwendet.

Der Begriff der Optimierung definiert im mathematischen Sinn, für einen gegebenen Zusammenhang einen Satz an Parametern zu finden, der den gewünschten, durch den Zusammenhang definierten Bedingungen bestmöglich entspricht. Üblicherweise besteht das Ziel

des Verfahrens im Finden eines minimalen (manchmal auch maximalen) Extremwertes einer Zielfunktion, die den erwähnten Zusammenhang beschreibt, siehe dazu [69] S. 1ff. Dabei wird angestrebt, daß der verwendete Algorithmus im Idealfall den globalen Extremwert liefert und nicht nur einen lokalen.

Im Fall einfacher, analytisch angegebbarer und differenzierbarer Zielfunktionen können Ableitungen der Zielfunktion genutzt werden, um deren Extremwerte direkt zu bestimmen. Durch Vergleich der Extremwerte untereinander ist es zudem möglich, lokale von globalen Extremwerten zu unterscheiden. In der Praxis treten derartige Zusammenhänge jedoch nur selten auf, da einerseits die Zielfunktion häufig nur numerisch bestimmt werden kann und zudem dadurch keine Ableitungen zugänglich sind. Des Weiteren spielen Nebenbedingungen eine nicht unwesentliche Rolle, so daß Werte, für die die Zielfunktion Minima oder Maxima aufweist, nicht zwingend Extremwerte sein müssen, für die die erste Ableitung gleich Null ist. Als Ausweg gibt es in der Literatur viele Verfahren zur Bestimmung von Extremwerten verschiedener Zielfunktionen, auch mit Nebenbedingungen, auf die an dieser Stelle nicht weiter eingegangen wird, da die Optimierung selbst nicht Gegenstand dieser Arbeit ist, sondern nur ein hierfür verwendetes Werkzeug darstellt. Für weitergehende Informationen sei dazu ebenfalls auf [69] verwiesen.

Zur Untersuchung der Platzierungsabhängigkeit werden entweder die Schalleistung bzw. die Schwingungsleistung nach den Definitionen in Kapitel 5.2.2 als Zielfunktionen verwendet. Als zu optimierende Parameter werden die Positionen der piezoelektrischen Elemente auf der Struktur betrachtet, d. h. für eine Zahl von  $n$  Elemente sind dies  $2 \cdot n$  Werte für die X- und Y-Koordinaten.

In der in Kapitel 5.2 vorgestellten Prozeßkette ist ein genetischer Algorithmus für die Aktorplatzierung implementiert. Dies hat sich aufgrund der Vielzahl der Parameter, die gleichzeitig zu optimieren sind, als vorteilhaft gegenüber anderen Verfahren herausgestellt. Für weitergehende Informationen zur genetischen Optimierung selbst kann beispielsweise [25] herangezogen werden.

Zu erwarten wäre, daß eine entsprechend angepaßte Anordnung der piezoelektrischen Elemente auf die Zielfunktionen Minimierung der Schalleistung bzw. Minimierung der Schwingungsleistung in den Reduktionen der Amplituden der beiden Größen erkennbar ist und Vorteile gegenüber den regelmäßigen Platzierungen auftreten.

Bevor der Platzierungsalgorithmus zur Ableitung von Anordnungen der piezoelektrischen Elemente in dem für die Untersuchung der regelmäßigen Anordnungen betrachteten, gesamten Frequenz- und Modenbereich zur Anwendung kommt, ist es erforderlich, dessen grundsätzliche Funktion in einer Umgebung mit reduzierter Komplexität zu verifizieren.

## 5.6.2. Verifizierung des Platzierungsalgorithmus

### 5.6.2.1. Ziel der Untersuchungen

Zur Verringerung der Komplexität des Platzierungsalgorithmus bietet es sich an, zunächst nur mit einem reduzierten Modenbereich zu arbeiten. Dadurch ist es möglich, Anordnungen der piezoelektrischen Elemente nach Abschluß der Iteration der genetischen Optimierung anhand von Steuerbarkeitskriterien zu bewerten und somit deren Eignung für die Schall- oder Schwingungsreduktion der betreffenden Mode einzuschätzen.

Damit sollen zwei Dinge gezeigt werden. Erstens soll nachgewiesen werden, daß der Optimierungsalgorithmus in der Prozeßkette als solches mit der neu implementierten Zielfunktionsberechnung für mit negativen Kapazitätsnetzwerken beschaltete piezoelektrische Elemente funktioniert. Dazu wird die Optimierung für eine einzelne Mode durchgeführt, deren Steuerbarkeit bekannt ist. Im Anschluß kann verglichen werden, ob der Algorithmus die Stellen der maximalen Steuerbarkeit korrekt findet. Zweitens soll mit zwei unterschiedlichen Moden, bei denen lediglich eine einen hohen Schallabstrahlgrad aufweist, nachgewiesen werden, daß die Optimierung sensitiv auf die jeweiligen Zielfunktionen, d. h. minimale Schall- oder Schwingungsleistung, agiert.

#### 5.6.2.2. Nachweis der Funktion der Optimierung mit einzelner Schwingungsmode

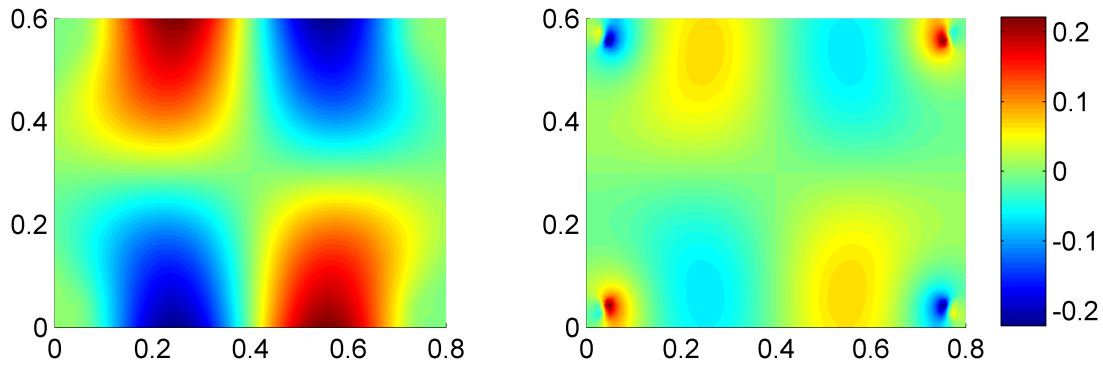
Für den Nachweis der grundsätzlichen Funktion des Optimierens der Platzierung der piezoelektrischen Elemente mit dem Ziel der Schall- oder Schwingungsreduktion soll der Algorithmus im Folgenden an einer einzelnen Schwingungsmode getestet werden. Dazu wird überprüft, inwieweit der Algorithmus eine Platzierung als Ergebnis liefert, die zu einer guten Steuerbarkeit der Mode führt.

Zur Bestimmung der Steuerbarkeit sowie Beobachtbarkeit von Schwingungsmoden mit piezoelektrischen Elementen kann der Krümmungsverlauf der Struktur herangezogen werden, da piezoelektrische Elemente an Stellen mit hoher Krümmung die beste modale Kopplung aufweisen. Bei der Betrachtung existiert, da die piezoelektrischen Elemente bidirektional als Sensoren und Aktoren wirken, kein Unterschied in der modalen Steuer- oder Beobachtbarkeit.

Grundsätzlich besteht dabei die Möglichkeit, die Eigenvektoren doppelt zu differenzieren, um die Krümmungsdaten für jedes der Flächenelemente zu erhalten. Aufgrund der diskreten Berechnung in den verwendeten Modellen ist hier jedoch mit erhöhtem Rauschen zu rechnen. Einfacher ist die Nutzung der Elementdehnungen, die bei der Berechnung der Eigenschwingformen in ANSYS erzeugt werden können. Bei der Verwendung der piezoelektrischen  $d_{31}$ -Wandler ist die Steuer- und Beobachtbarkeit nur in dem Fall gegeben, wenn die Summe der Dehnungen in den beiden Raumrichtungen nicht verschwindet, wie z. B. bei Sattelpunkten. Daher sind die Punkte mit der besten Steuerbarkeit im Bereich von Schwingungsbäuchen und an den Einspannpunkten zu erwarten.

Diese Analyse soll im Folgenden an der siebenten Mode der Versuchsplatte bei 60,4 Hz durchgeführt werden, die der  $2 \times 2$ -Eigenform einer allseitig eingespannten Platte ähnelt. Die Notation  $2 \times 2$  heißt in dem Fall, daß es je zwei Schwingungsbäuche in X- und Y-Richtung gibt, wie die grafische Darstellung des in ANSYS bestimmten Eigenvektors in Abbildung 5.13 links zeigt. Aufgrund der unterschiedlichen Vorzeichen der Auslenkung der nebeneinanderliegenden Schwingungsbäuche sind diese in rot und blau dargestellt.

Entsprechend der vorangegangenen Aussage existieren Stellen guter Steuerbarkeit jeweils an den blau und rot dargestellten Schwingungsbäuchen links in Abbildung 5.13, was sich in der grafischen Darstellung der Steuerbarkeit rechts in Abbildung 5.13 gemäß der Erwartung bestätigt. Daneben zeigt die Abbildung noch vier weitere Extremwerte der Steuerbarkeit, die durch die lokalen hohen Dehnungen im Bereich der Einspannpunkte in den Ecken hervorgerufen werden. Diese sind zwar vom Betrag her größer als die Steuerbarkeitsextremwerte an den Schwingungsbäuchen, jedoch auch viel kleiner in der Flächenausdehnung.

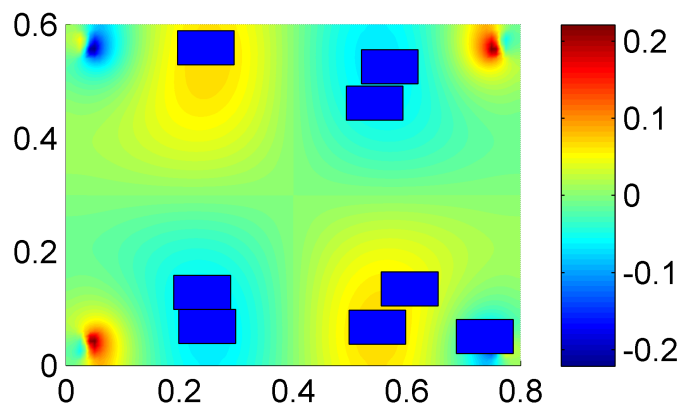


**Abbildung 5.13.:** Eigenvektor (links) und Steuerbarkeit (rechts) der  $2 \times 2$  Mode der Platte bei 60,4 Hz

Sollen auf dieser Basis intuitiv die piezoelektrischen Elemente angeordnet werden, so müßten diese kleinräumig an den Einspannpunkten sowie großflächiger an den gelb und cyan markierten Stellen der Schwingungsbäuche rechts in Abbildung 5.13 montiert werden.

Zum Test, ob der Optimierer in der ASAC-Prozesskette die erwarteten Resultate liefert, wird der Algorithmus im Frequenzbereich zwischen 0 und 500 Hz mit einer Anzahl von acht individuellen,  $100 \times 60$  mm großen piezoelektrischen Elementen und der Zielfunktion der minimalen Schwingungsleistung ausgeführt. Um die betrachteten Moden nur auf die  $2 \times 2$ -Eigenform zu beschränken, wird von der bisher verwendeten Anregung mittels einer Einzelkraft abgewichen, da in dem Fall immer mehrere Moden angeregt werden, was das Ergebnis verzerren würde. Stattdessen wird das System in der Optimierung direkt mit einer modalen Kraft beaufschlagt, wobei alle modalen Kraftkomponenten, bis auf diejenige der  $2 \times 2$ -Eigenform, gleich null sind.

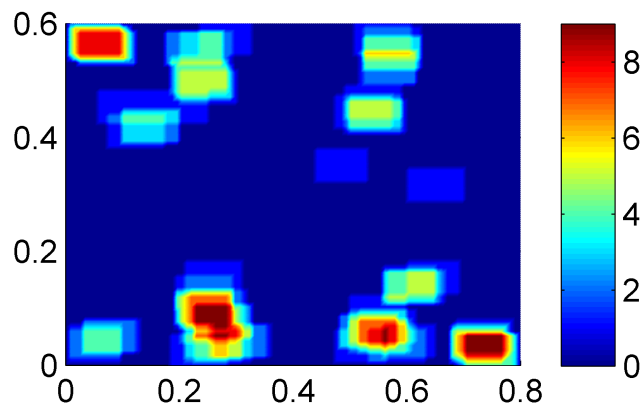
Nach 50 Generationen mit zwei Populationen und je 80 Individuen pro Population liefert der Algorithmus das in Abbildung 5.14 gezeigte Resultat für die Anordnung der piezoelektrischen Elemente auf der Platte. Aus Gründen der Vergleichbarkeit ist die Steuerbarkeit der Eigenschwingform, siehe Abbildung 5.13 rechts, in Abbildung 5.14 im Hintergrund mit abgebildet.



**Abbildung 5.14.:** Bestes Individuum für die Reduktion der Strukturschwingung einzig der  $2 \times 2$ -Eigenmode der Platte mit hinterlegter Steuerbarkeit

Wie anhand von Abbildung 5.14 feststellbar ist, hat der genetische Algorithmus die piezoelektrischen Elemente ausschließlich in den Zonen hoher Steuerbarkeit und damit grundsätzlich korrekt positioniert. Sieben der acht Elemente liegen auf den Schwingungsbäuchen, wo die Steuerbarkeit großflächig hoch ist, ein Element wurde an der Einspannung im Bereich der betragsmäßig sehr hohen Steuerbarkeit angeordnet.

Eine Aussage über die Variationsbreite dieses Ergebnisses kann dadurch gewonnen werden, indem mehrere Individuen der genetischen Optimierung miteinander verglichen werden. Aufgrund des stochastischen Charakters dieses Verfahrens sprechen sehr ähnliche Individuen mit geringer Variation dafür, daß es eine definierte Lösung gibt. Zu dem Zweck ist in Abbildung 5.15 die Überlagerung der zehn besten Individuen der genetischen Optimierung dargestellt.

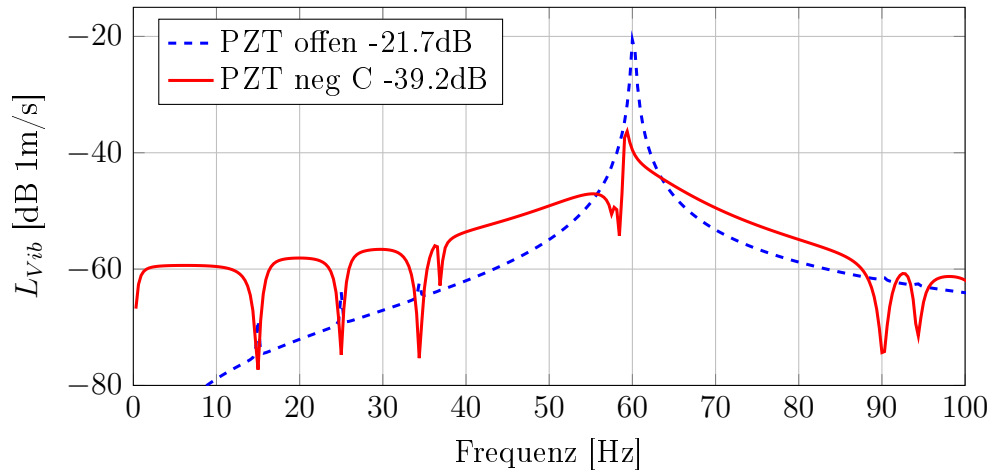


**Abbildung 5.15.:** Überlagerung der zehn besten Individuen der genetischen Optimierung

In der Überlagerung ist erkennbar, daß sich die Anordnungen der piezoelektrischen Elemente bei den besten zehn Individuen stark ähneln, indem die Elemente bei sieben bis neun Individuen, rot markiert, nahezu übereinander liegen. Ebenfalls ist die Konzentration auf die Stellen hoher Steuerbarkeit für alle Individuen eindeutig erkennbar. Somit ist davon auszugehen, daß diese Punkte auf ein Minimum der Schwingungsleistung schließen lassen. Zudem liegt die Differenz in der Schwingungsleistung zwischen erstem und zehntem Individuum bei lediglich 3 dB bei einer Amplitudenreduktion des besten Individuums von 17,5 dB gegenüber dem ungedämpften Referenzfall (siehe Abbildung 5.16). Insofern sind auch die Unterschiede in der Leistungsfähigkeit der Individuen als gering zu bewerten.

Die Einbrüche in der roten, gedämpften Kurve in Abbildung 5.16 entstehen dabei dadurch, daß die Simulation mit allen Moden im in Abbildung 5.16 gezeigten Frequenzbereich durchgeführt wird, wobei lediglich eine modal angeregt wird. Da die negative Kapazität aufgrund der Maxima der strukturellen Übertragungsfunktion in den Eigenfrequenzen eine höhere Wirkung aufweist, sind Einbrüche der gedämpften Amplitude an diesen Stellen die Folge.

Zusammenfassend läßt sich feststellen, daß die genetische Optimierung in der dargestellten Anwendung anhand dieses reduzierten Anwendungsfalls als valide und zielführend betrachtet werden kann. Dies ist daran erkennbar, daß die piezoelektrischen Elemente erwartungsgemäß an den Stellen der höchsten Steuerbarkeit für die gewählte Schwingungsmode angeordnet wurden.

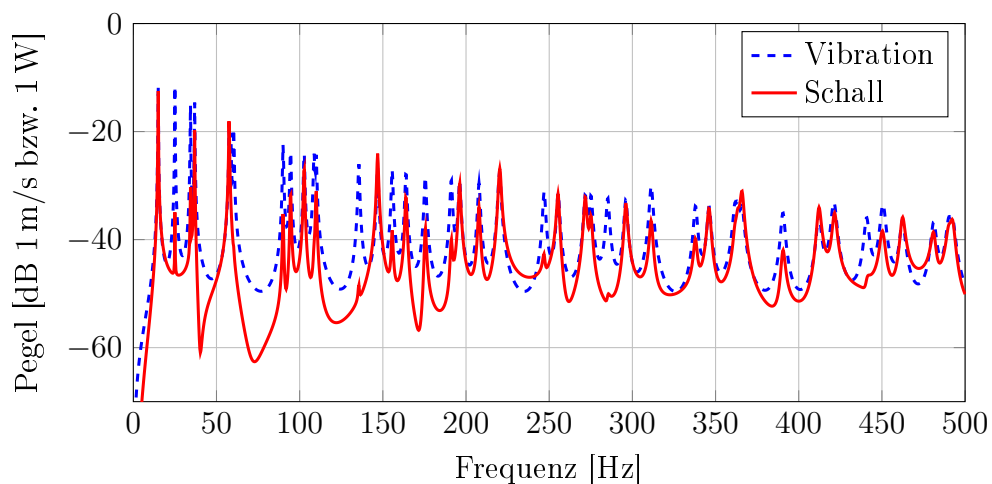


**Abbildung 5.16.:** Spektrum der Schwingungsleistung des besten Individuums

### 5.6.2.3. Nachweis der Sensitivität auf die Zielfunktion

Nachdem im letzten Kapitel grundsätzlich gezeigt werden konnte, daß der Optimierungsalgorithmus selbst valide Ergebnisse liefert, soll abschließend untersucht werden, ob sich diese Tatsache auch auf die unterschiedlichen Zielfunktionen, d. h. die Minimierung der Schall- oder Schwingungsleistung, erstreckt.

Zu dem Zweck ist es zunächst interessant, in welchem Maß sich die Eigenformen der Platte in ihrem akustischen Abtrahlverhalten unterscheiden. Eine qualitative Übersicht dazu kann bestimmt werden, indem die gemittelte quadratische Strukturschnelle, d. h. die Schwingungsleistung mit der Schalleistung bei einer modalen Einheitskrafterregung verglichen wird. Zur besseren Sichtbarkeit der Unterschiede zwischen der Schall- und Schwingungsleistung wird der Pegel der Schalleistung diesmal mit der Referenz von  $P_{ak0} = 1 \text{ W}$  bestimmt. Beide Größen sind in Abbildung 5.17 dargestellt.

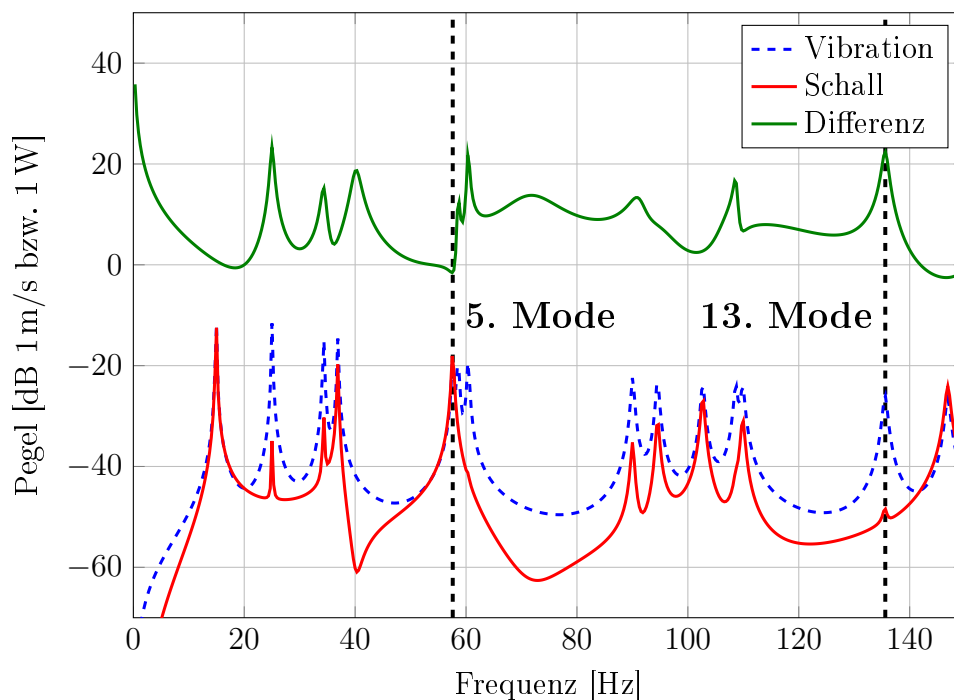


**Abbildung 5.17.:** Vergleich von Schall- und Schwingungsleistung bei modaler Einheitskrafthanregung

Wie zu erkennen ist, gibt es bei den einzelnen Resonanzen der Platte mit bis zu 20 dB beachtliche Unterschiede zwischen den Abstrahlgraden der einzelnen Moden. Für eine Validierung der Zielfunktionssensitivität der Optimierung ist es daher sinnvoll, im Gegensatz zur vorherigen Untersuchung der Validität des Algorithmus, jetzt zwei Moden in die Optimierung zu nehmen. Dabei sollte erstens nur eine von beiden einen hohen Abstrahlgrad besitzen und zweitens sich die Moden in ihrer Steuerbarkeit deutlich unterscheiden.

Sofern die Optimierung die piezoelektrischen Elemente z.B. für die minimale Schalleistung ausschließlich an den Stellen der besten Steuerbarkeit der akustisch effizienten Mode platziert, kann davon ausgegangen werden, daß die Zielfunktionssensitivität gegeben ist. Umgekehrt sollte für die Optimierung auf minimale Schwingungsleistung ein Ergebnis resultieren, nachdem die piezoelektrischen Elemente beide Moden beeinflussen können sollten.

Für eine Auswahl der passenden Moden ist der niederfrequente Ausschnitt aus Abbildung 5.17 noch einmal vergrößert bis zu einer Frequenz von 150 Hz in Abbildung 5.18 dargestellt.

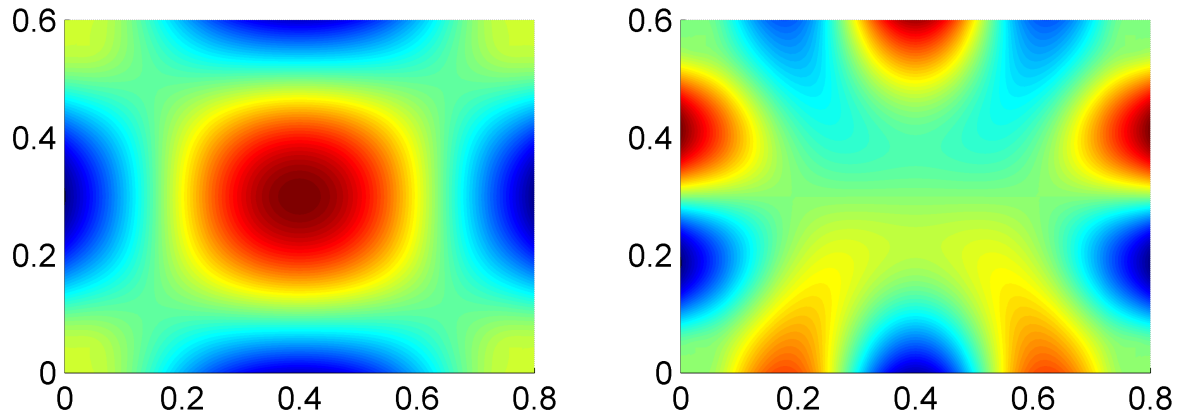


**Abbildung 5.18.:** Vergleich von Schall- und Schwingungsleistung bei modaler Einheitskraftanregung bis 150 Hz

Wie anhand des Verlaufs der Kurven in Abbildung 5.18 zu erkennen ist, bieten die Moden 5 bei einer Frequenz von 57,6 Hz sowie 13 bei 135,6 Hz eine große Differenz in ihrer Schallabstrahlcharakteristik, wobei die fünfte Mode eine sehr hohe Abstrahleffizienz besitzt und die 13. Mode nur eine sehr geringe. Zudem unterscheiden sie sich in ihren Eigenvektoren stark, wie aus Abbildung 5.19 klar hervorgeht.

Bei der fünften Mode ist zu erkennen, daß die größte Schwingungsamplitude in der Mitte der Platte im rot markierten Bereich zu finden ist. Damit ähnelt sie der  $1 \times 1$ -Schwingform einer allseits eingespannten Platte, die aufgrund der großen Volumengeschwindigkeit eine sehr hohe Abstrahleffizienz ins Fernfeld aufweist. Im Gegensatz dazu besitzt die 13. Mode die größten Schwingungsamplituden durchweg an den Rändern. Durch die Punktsymmetrie der positiven und negativen Auslenkungen des Eigenvektors zur Plattenmitte ist bei dieser Mode

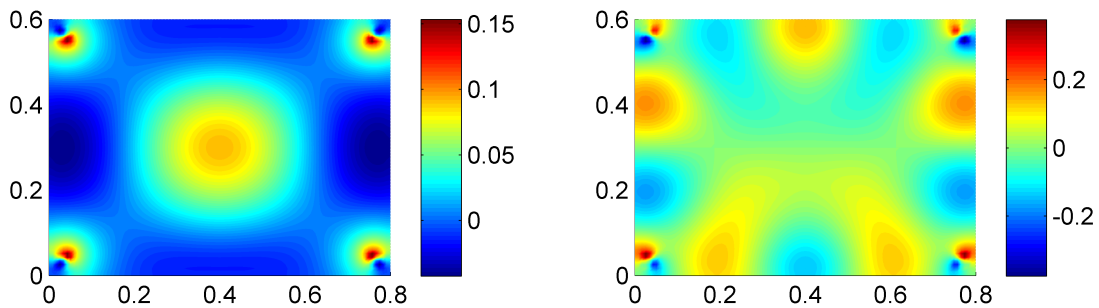




**Abbildung 5.19.:** Eigenvektoren der fünften (links) und 13. (rechts) Mode der Platte bei 57,6 Hz bzw. 135,6 Hz

keine Volumengeschwindigkeit vorhanden, so daß sie unterhalb der Koinzidenzfrequenz nur sehr ineffizient Schall abstrahlt.

Die Forderung, daß sich die beiden Moden in ihrer Steuerbarkeit deutlich unterscheiden, kann ebenfalls als erfüllt betrachtet werden. Dies ist schon anhand der Eigenvektoren zu schlußfolgern, da bei der fünften Mode ein Schwingungsmaximum in der Mitte existiert, während dies bei der 13. Mode ein Sattelpunkt ist. Die entsprechende Bestätigung dafür liefert Abbildung 5.20, wo die Steuerbarkeiten der beiden Moden dargestellt sind.



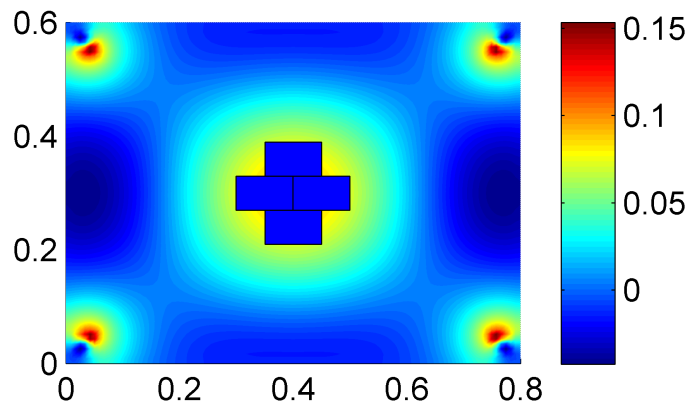
**Abbildung 5.20.:** Steuerbarkeiten der fünften und 13. Mode der Platte

Entsprechend der geäußerten Erwartung ist die Steuerbarkeit der fünften Mode in der Mitte am höchsten, während sie bei der 13. an den Rändern die größten Werte erreicht. Die Steuerbarkeitsmaxima an den Einspannpunkten, die bereits bei der siebenten Mode in Abbildung 5.13 beobachtet wurden, sind hier ebenfalls vorhanden und analog sehr kleinräumig und von hohem Betrag.

Diese beiden Moden werden nun für Testrechnungen auf Sensitivität der Anpassung der Platzierung der piezoelektrischen Elemente genutzt. Die Einstellungen für den genetischen Algorithmus entsprechen dabei denen, die auch in Kapitel 5.6.2.2 verwendet wurden, wobei die Anzahl der piezoelektrischen Elemente jetzt auf vier limitiert ist.

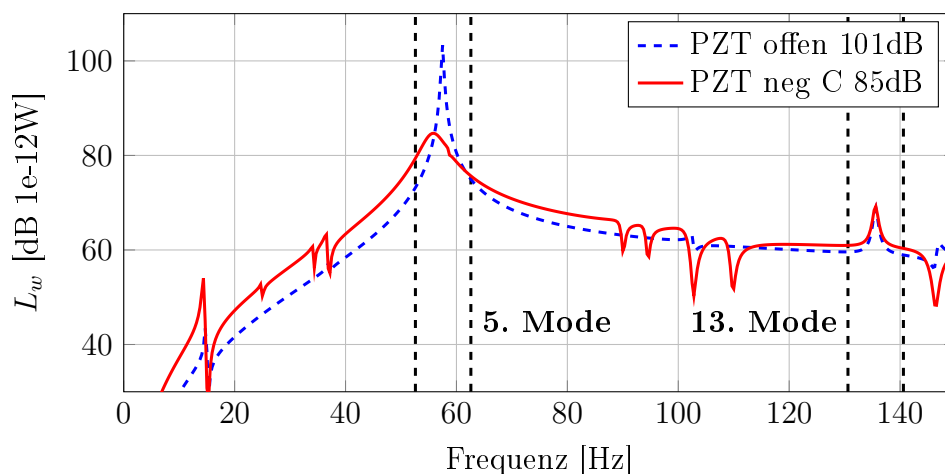
### Minimierung der Schalleistung

Im Fall der Minimierung der Schalleistung ergibt sich nach der Abarbeitung des Algorithmus die in Abbildung 5.21 gezeigte Anordnung der piezoelektrischen Elemente. Zum Vergleich ist ebenfalls an dieser Stelle die Steuerbarkeit der effizient schallabstrahlenden fünften Mode der Platte hinterlegt.



**Abbildung 5.21.:** Bestes Individuum bei der Optimierung auf minimale Schalleistung

Es ist zu erkennen, daß die Elemente beim besten Individuum exakt in der Mitte der Platte positioniert wurden, wo die fünfte Mode die beste Steuerbarkeit aufweist. Insbesondere wird durch die Anordnung ähnlich einem Ziegelverbund auch der in X-Richtung größeren Ausdehnung der Region hoher Steuerbarkeit Rechnung getragen. Dadurch ist zu erwarten, daß die Schallabstrahlung auf diese Weise signifikant gedämpft wird. Das entsprechende Spektrum dazu ist in Abbildung 5.22 dargestellt.

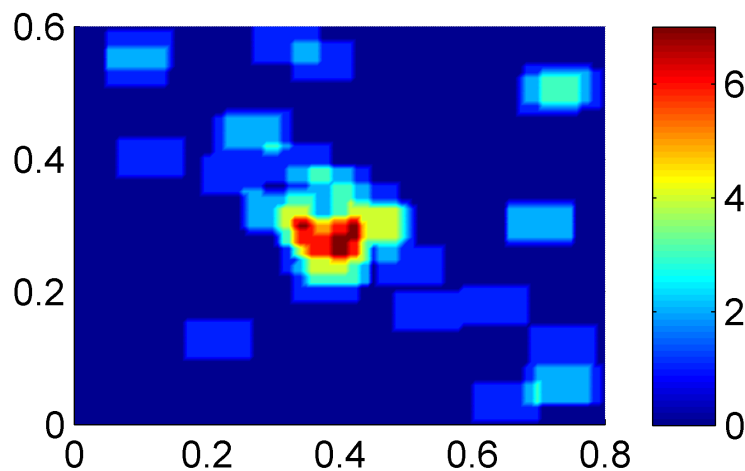


**Abbildung 5.22.:** Schalleistungsspektrum des besten Individuums bei minimaler Schalleistung

In der Abbildung lassen sich zwei Sachverhalte erkennen. Erstens findet die Schallabstrahlung, wie erwartet, im Wesentlichen bei der angeregten fünften Schwingungsmode bei 57,6 Hz statt. Die zweite, ebenfalls angeregte Mode bei 135,6 Hz ist im Schalleistungsspektrum

durch die geringe Abstrahleffizienz erwartungsgemäß kaum präsent. Zweitens ist die starke Dämpfung der Schalleistung um 16 dB für die fünfte Mode zu erkennen. Die Einbrüche der gedämpften Kurve entstehen auch hier wieder, vergleichbar zu Abbildung 5.16, durch die Präsenz der negativen Kapazität, deren Dämpfungswirkung in den Eigenfrequenzen der Struktur am größten ist.

Auch in der Überlagerung der zehn besten Individuen in Abbildung 5.23 ist die Tendenz nach der Platzierung in den Positionen der besten Steuerbarkeit zu erkennen, da die piezoelektrischen Elemente zum großen Teil mittig, wie in Abbildung 5.21 angeordnet werden. Daneben werden Elemente auch an den Einspannpunkten und nur sehr selten an den Rändern angeordnet.



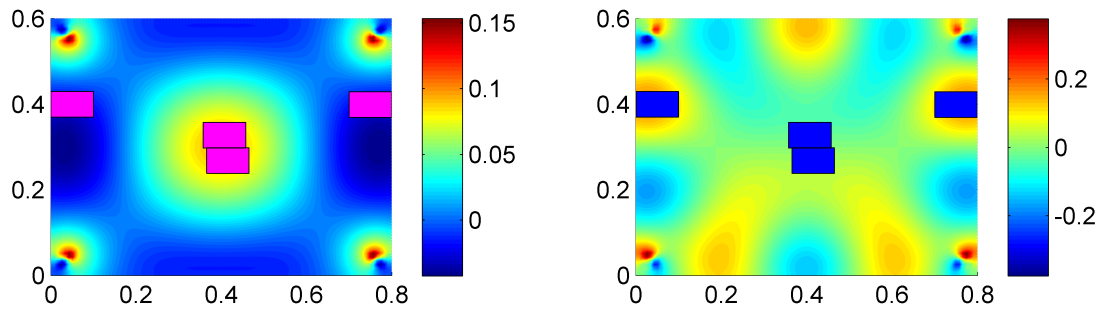
**Abbildung 5.23.:** Überlagerung der zehn besten Individuen der genetischen Optimierung für minimale Schalleistung

### Minimierung der Schwingungsleistung

Als zweites wird die Minimierung der Schwingungsleistung als Zielfunktion verwendet und der Algorithmus mit sonst gleichen Eingangsvoraussetzungen gestartet. Daraufhin ändert sich die Anordnung der piezoelektrischen Elemente dahingehend, daß sie so positioniert werden, daß jetzt beide Moden bedämpft werden können. Die entsprechenden Darstellungen der Platzierung der vier Elemente, hinterlegt einmal mit der Steuerbarkeit der fünften (links) sowie der 13. Schwingungsmode (rechts), sind in Abbildung 5.24 dargestellt. Entgegen der bisherigen Konvention sind die piezoelektrischen Elemente in Abbildung 5.24 links aus Kontrastgründen in magenta dargestellt.

In der linken Darstellung in Abbildung 5.24, ist deutlich zu erkennen, daß die mittig platzierten piezoelektrischen Elemente für die fünfte Schwingform an der Stelle der besten Steuerbarkeit angeordnet sind, vergleichbar zu Abbildung 5.21, wo auf minimale Schalleistung optimiert worden ist. Die beiden restlichen piezoelektrischen Elemente liegen an Stellen, wo die Steuerbarkeit dieser Mode eher gering ist.

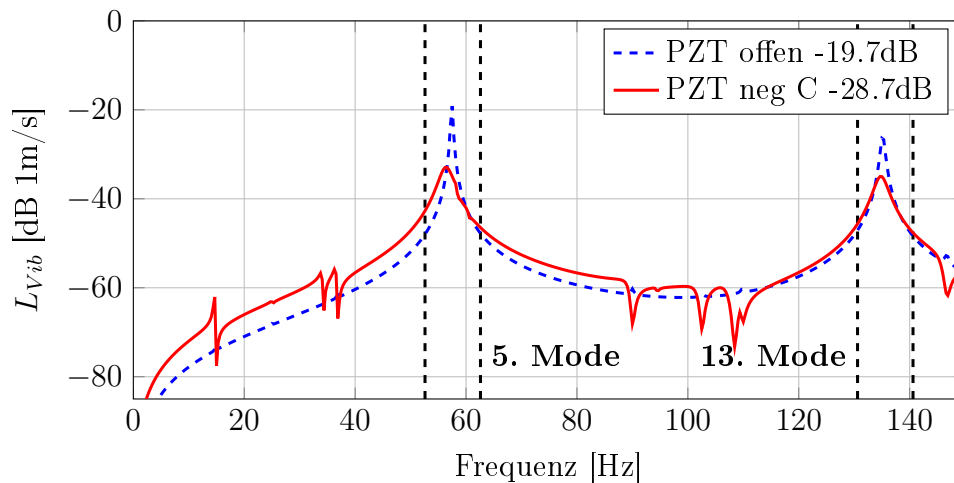
Der Grund dafür findet sich in der Darstellung der Steuerbarkeit der 13. Eigenschwingform auf der rechten Seite von Abbildung 5.24. Es ist klar zu erkennen daß diese beiden Positionen am Rand den Stellen der besten Steuerbarkeit der 13. Mode entsprechen, so daß ebenfalls eine gute Dämpfung dieser Schwingung zu erwarten ist.



**Abbildung 5.24.:** Bestes Individuum bei der Optimierung auf minimale Schwingungsleistung, hinterlegt mit der Steuerbarkeit der fünften bzw. 13. Schwingungsmoden

Zusammengefaßt läßt sich anhand dieser Resultate feststellen, daß der Platzierungsalgorithmus im Fall der Minimierung der Schwingungsleistung die eine Hälfte der piezoelektrischen Elemente so platziert, daß die fünfte Mode steuerbar ist und die zweite Hälfte so, daß die 13. Mode steuerbar ist. Da sich die Bereiche der Steuerbarkeit beider Mode bewußt nur wenig überlappen, ist diese Anordnung nach getrennter Funktion der piezoelektrischen Elemente für jede Mode folgerichtig und spricht dafür, daß beide Moden mit den vier verfügbaren piezoelektrischen Elementen bestmöglich bedämpft werden.

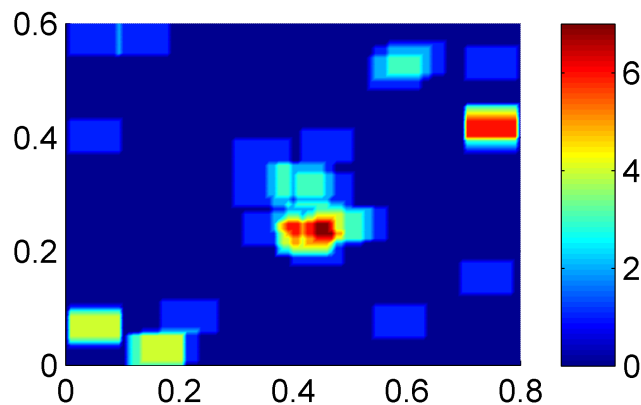
Die vorgenommene Interpretation der Platzierung findet sich im Schwingungsleistungsspektrum in Abbildung 5.25 bestätigt. Es ist zu erkennen, daß beide Moden gedämpft werden, wobei die Amplitude der fünften Mode mit 14dB deutlich stärker reduziert wird, als die der 13. Mode mit 8,5dB. Der Grund dafür ist darin zu suchen, daß die absolute Amplitude der fünften Mode höher liegt, als die der 13., so daß sich Amplitudenreduktionen dieser Mode stärker auf den Gesamtpegel der Schwingung auswirken. Aus dem Grund sind die piezoelektrischen Elemente so positioniert, daß die fünfte Mode insgesamt besser gedämpft werden kann.



**Abbildung 5.25.:** Schwingungsleistungsspektrum des besten Individuums bei minimaler Schwingungsleistung

Die gleichen Positionierungstrends werden auch in der in Abbildung 5.26 dargestellten Überlagerung der zehn besten Individuen der genetischen Optimierung sichtbar. Die Anordnung

in der Mitte sowie am rechten oberen Rand findet sich bei nahezu allen Individuen, während sich die anderen Platzierungsstellen etwas stärker unterscheiden. Insgesamt ist jedoch erkennbar, daß in jedem Fall Stellen guter Steuerbarkeit der 13. Mode darunter sind.



**Abbildung 5.26.:** Überlagerung der zehn besten Individuen der genetischen Optimierung für minimale Schalleistung

#### 5.6.2.4. Zusammenfassung der Optimierung mit reduziertem Frequenz- und Modenbereich

In den Kapiteln 5.6.2.2 bzw. 5.6.2.3 sind Optimierungen der Anordnung der piezoelektrischen Elemente auf der Versuchsplatte mit einem reduzierten Satz an zu berücksichtigenden Schwingungseigenformen zur Verifikation des Algorithmus durchgeführt worden.

Bei der Verwendung des Platzierungsalgorithmus an einem Beispiel, bei dem unter Nutzung einer rein modalen Kraftanregung nur eine einzige Schwingungsmode angeregt wurde, konnte gezeigt werden, daß der Algorithmus die piezoelektrischen Elemente exakt an den Stellen der besten Steuerbarkeit dieser Mode anordnet, so daß die Dämpfung dieser Form sehr hoch ausfällt. Da anhand des einfachen Beispiels die Platzierung heuristisch ebenso ausgefallen wäre, ist davon auszugehen, daß die Ergebnisse der Optimierung valide sind und den Erwartungen entsprechen und somit die grundsätzliche Funktion des Algorithmus nachgewiesen ist.

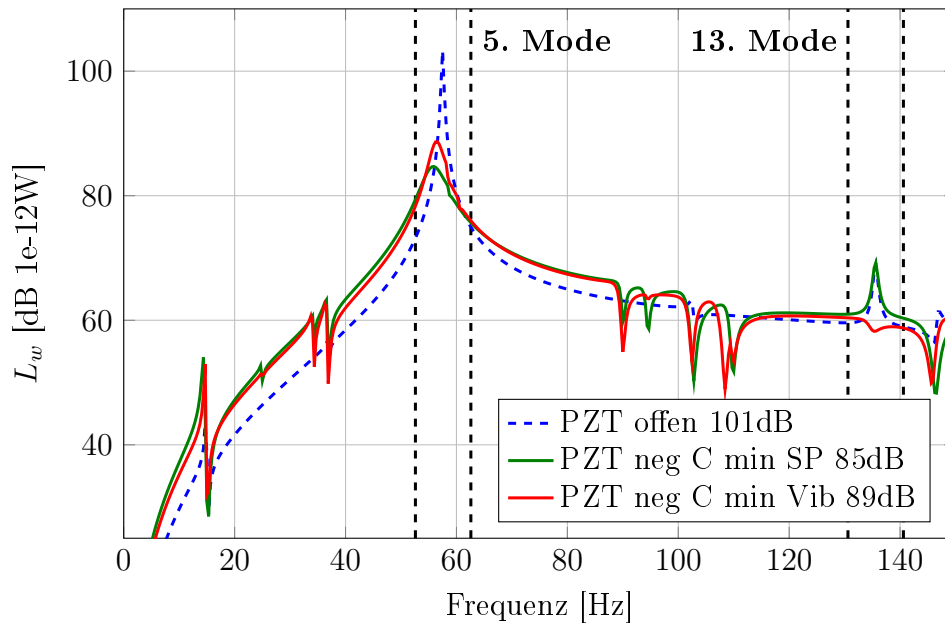
Als nächster Schritt wurde die Sensitivität der Optimierung auf die Zielfunktion untersucht, wobei zwei Moden ebenfalls über eine modale Kraft angeregt werden. Dabei besitzt eine von beiden Moden eine hohe, die andere eine geringe Abstrahleffizienz. Zudem sind die Steuerbarkeiten beider Moden sehr unterschiedlich, so daß sich die Gewichtung anhand der Platzierung der piezoelektrischen Elemente im Vergleich zu den Steuerbarkeitsdarstellungen ableiten läßt.

Es zeigte sich, daß im Fall der Minimierung der Schalleistung die piezoelektrischen Elemente so positioniert werden, daß ausschließlich die akustisch effiziente Mode gedämpft wird. Im Gegensatz dazu werden für die Minimierung der Schwingungsleistung die Elemente derart platziert, daß beide Moden gleichzeitig gedämpft werden können.

Die Unterschiede schlagen sich auch in den Pegeldifferenzen nieder. Im Fall der Minimierung der Schalleistung beträgt die Pegeldifferenz der Schalleistung 16 dB, während die Redukti-

on der Schwingungsleistung nur 3,5 dB beträgt. Demgegenüber betragen die Pegel bei der Minimierung der Schwingungsleistung 11,5 dB Schalleistungs- bzw. 9 dB Schwingungsleistungsreduktion. Anhand dieser Zahlen ist klar zu erkennen, nach welcher Zielgröße optimiert worden ist.

Zum anschaulichen Vergleich sind in den Abbildungen 5.27 und 5.28 noch einmal die Spektren der Schall- und Schwingungsleistung für beide optimierten Fälle in jeweils einem Diagramm dargestellt.



**Abbildung 5.27.:** Vergleich der Schalleistungsspektren für die auf minimale Schall- und Schwingungsleistung optimierten Platzierungen

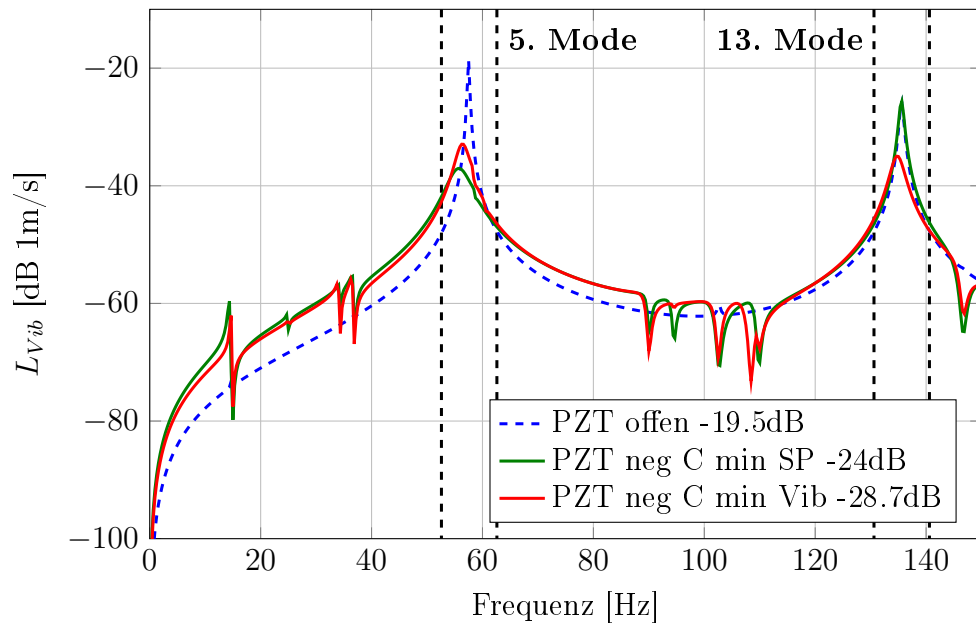
In Abbildung 5.27 ist zu erkennen, daß die auf minimale Schalleistung optimierte Platzierung bei der fünften Mode bei 57,6 Hz eine höhere Dämpfung aufweist.

Das Verhalten der beiden Kurven für die Minimierung der Schall- bzw. Schwingungsleistung ist in Abbildung 5.28 grundsätzlich mit dem in Abbildung 5.27 vergleichbar. Im Vergleich dazu fällt in Abbildung 5.28 auf, daß die 13. Mode bei 135,6 Hz im Fall der auf Minimierung der Schalleistung optimierten Platzierung praktisch nicht gedämpft wird, da die piezoelektrischen Elemente in der Mitte sitzen, wo diese Mode nicht steuerbar ist. Diese Anordnung folgt aus der geringen Abstrahleffizienz der Mode, so daß sie für die Schallabstrahlung nicht relevant ist.

Für die auf minimale Schwingungsleistung optimierte Platzierung sind Elemente so angeordnet, daß diese Mode steuerbar ist, weswegen sich in dem Fall eine Dämpfung zeigt, die sich in einem geringeren Gesamtpegel äußert.

Zusammenfassend kann demzufolge festgestellt werden, daß die Optimierung der Anordnung der piezoelektrischen Elemente auf Basis der in Kapitel 5.2.2 implementierten Zielfunktionen, der Berechnung der Fitness mittels der in Kapitel 4 hergeleiteten Übertragungsfunktionen des gedämpften Systems sowie eines genetischen Optimierungsalgorithmus exakt die erwarteten Resultate für die reduzierten Testfälle liefert.

Als nächster Schritt wird der Platzierungsalgorithmus auf den gesamten Frequenz- und Modenbereich der Platte angewendet, um die Auswirkungen auf minimaler Schall- oder



**Abbildung 5.28.:** Vergleich der Schalleistungsspektren für die auf minimale Schall- und Schwingungsleistung optimierten Platzierungen

Schwingungsleistung angepasster Platzierungen auf die Amplitudenreduktion dieser Größen zu untersuchen.

### 5.6.3. Allgemeine Vorgaben für die Anpassung der Anordnung im gesamten Frequenz- und Modenbereich

Für die Vergleichbarkeit der Ergebnisse mit den voranstehenden Untersuchungen und unter der Beachtung der Anforderungen für die experimentelle Vermessung sind zunächst Festlegungen für Randbedingungen der Platzierung hinsichtlich der Aktorzahl und Aktorfläche zu treffen.

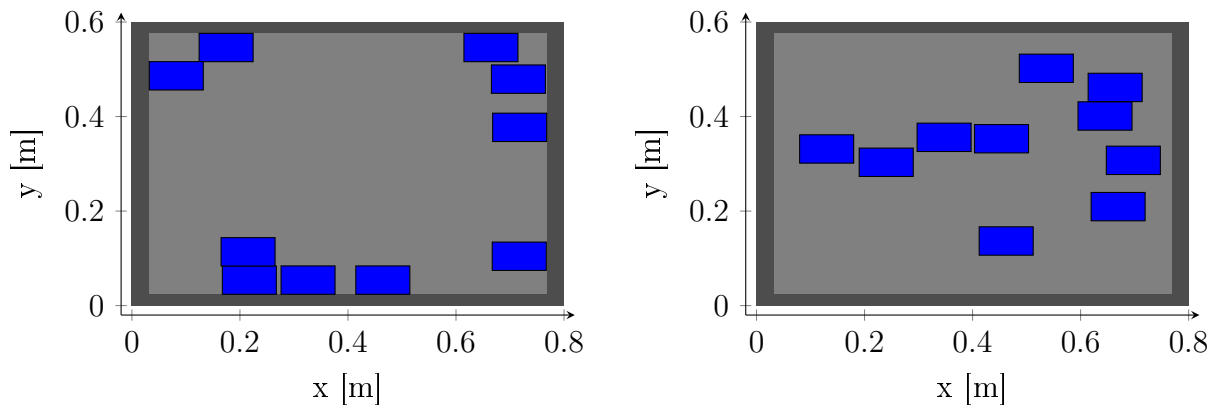
In Abbildung 5.9 hat sich eine Aktorfläche von 13 % der Gesamtfläche der Platte als bester Wert herauskristallisiert, weswegen die angepasste Anordnung ebenfalls mit dieser Vorgabe berechnet wird. So lassen sich zudem Vergleiche zwischen den regelmäßigen Platzierungen bei unterschiedlicher Aktorzahl mit den angepassten Platzierungen durchführen.

Bezüglich der Anzahl der Aktoren bei einem Flächenanteil von 13 % in Abbildung 5.12 sind die Ergebnisse nicht so konsistent und unterscheiden sich zwischen der Schall- und der Schwingungsreduktion. Aus Gründen der Verfügbarkeit von elektronischer Hardware für die negative Kapazität sowie piezoelektrischer Elemente wird daher die Zahl der Platzierungsstellen mit 10 festgelegt. Mit den erhältlichen piezoelektrischen Elementen mit einer Größe von  $50 \times 30$  mm kann eine Platzierungsstelle aus vier Einzelementen abgebildet werden. Insgesamt werden so 40 Elemente für die gesamte Belegung benötigt.

In den folgenden Betrachtungen wird der in der ASAC-Prozesskette implementierte genetische Algorithmus mit zwei Populationen zu je 80 Individuen für 50 Generationen durchgeführt. Ein separates Abbruchkriterium wird nicht verwendet, da sich der beste Zielfunktionswert nach dieser Zahl an Iterationen erfahrungsgemäß nicht mehr ändert.

#### 5.6.4. Angepaßte Platzierungen für minimale Schall- oder Schwingungsleistung

Mit den Vorgaben aus Kapitel 5.6.3 und den in 5.4 bestimmten Parametern für die negative Kapazität wird der genetische Algorithmus gestartet. Die entsprechenden besten Individuen für die Minimierung von Schall- und Schwingungsleistung sind in Abbildung 5.29 dargestellt. Die dunkelgraue Zone am Rand der Platte stellt als eine zu berücksichtigende Nebenbedingung den Bereich dar, in dem keine Elemente platziert werden dürfen, damit die spätere Montierbarkeit im Versuchsstand gewährleistet bleibt.



**Abbildung 5.29.:** Angepaßte Platzierungen für Schall- (links) und Schwingungsreduktion (rechts)

Es ist zu erkennen, daß sich beide Platzierungen in ihrer prinzipiellen Anordnung unterscheiden. Bei der auf minimale Schalleistung angepaßten Anordnung befinden sich die piezoelektrischen Elemente eher am Plattenrand, während sie im Fall der Minimierung der Schwingungsleistung im Bereich der Plattenmitte positioniert werden.

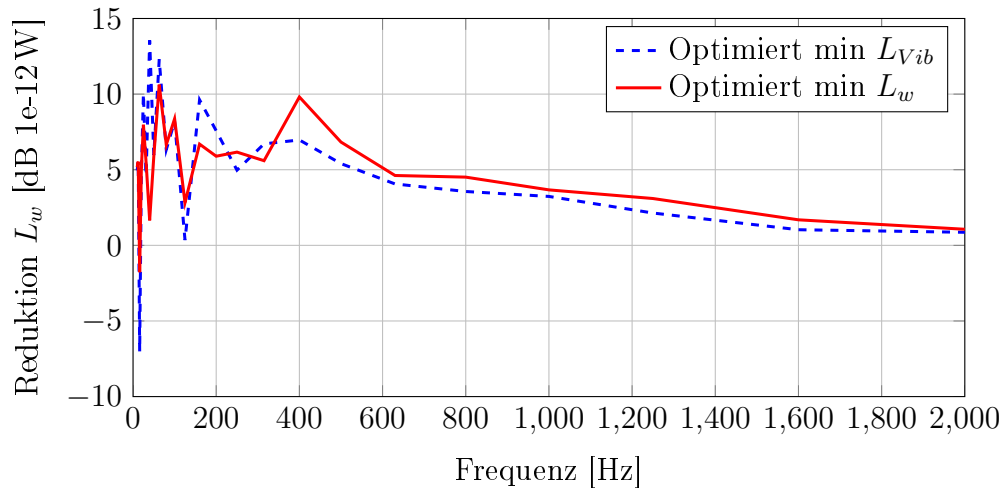
#### 5.6.5. Simulative Bewertung der angepaßten Anordnungen hinsichtlich der Sensitivität auf die Zielfunktion

Basierend auf den beiden in Kapitel 5.6.4 für minimale Schwingungs- bzw. Schalleistung angepaßten Platzierungen wird im Folgenden die Sensitivität der Anpassung bewertet. Dazu werden die Reduktionen von Schwingungs- und Schalleistung in Terzbandspektren verglichen. Der zu erwartende Effekt aus den verwendeten Zielfunktionen wäre, daß sich die jeweilige Anpassung auch in den Spektren ablesen läßt, d. h. die Verringerung der Schalleistung für die auf minimale Schalleistung optimierte Platte größer ist und umgekehrt.

Das Diagramm, in dem die Reduktion der Schalleistung für beide Platzierungen verglichen wird, ist in Abbildung 5.30 dargestellt, wobei die Zahlen in der Legende die Verringerungen des Gesamtpegels der jeweiligen Größe über den betrachteten Frequenzbereich repräsentieren.

Anhand der roten Kurve in der Abbildung ist zu erkennen, daß die für minimale Schalleistung angepaßte Platzierung bei Frequenzen oberhalb von 400 Hz in der Tat geringfügig besser abschneidet, als die Platzierung für minimale Schwingungsleistung. Unterhalb von 400 Hz ist der Trend nicht eindeutig und unterscheidet sich je nach betrachtetem Terzband.

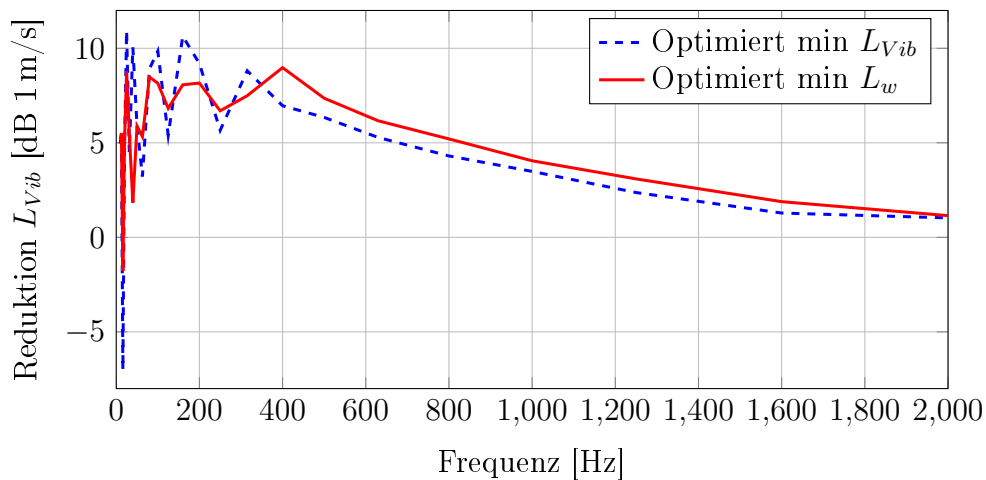




**Abbildung 5.30.:** Terzbandspektren der Schalleistungsreduktion für die optimierten Platzierungen

Im Gesamtpegel ist die auf minimale Schalleistung optimierte Platzierung ebenfalls mit einer zusätzlichen Dämpfung von 0,78 dB geringfügig besser.

Die Darstellung der Terzbandspektren für die Reduktion der Schwingungsleistung ist Abbildung 5.31 zu entnehmen.



**Abbildung 5.31.:** Terzbandspektren der Vibrationsleistungsreduktion für die optimierten Platzierungen

Im Gegensatz zur Schalleistungsreduktion ist bei der Schwingungsleistungsreduktion kein Vorteil durch die Anpassung auf minimale Schwingungsleistung entstanden. Im Gesamtpegel unterscheiden sich beide Platzierungen nur marginal. Ab einer Frequenz 400 Hz ist sogar die auf minimale Schalleistung angepaßte Platzierung geringfügig besser, vergleichbar zu Abbildung 5.30. Nur bei geringen Frequenzen ist eine höhere Amplitudenreduktion der Schwingungsleistung für die dafür optimierte Platzierung vorhanden.

Anhand des Vergleichs der Anordnungen der piezoelektrischen Elemente mit dem Ziel der minimalen Schall- oder Schwingungsleistung in den Abbildungen 5.30 und 5.31 kann der Einfluß der Anpassung und damit auch der Anordnung für das betrachtete Beispiel als

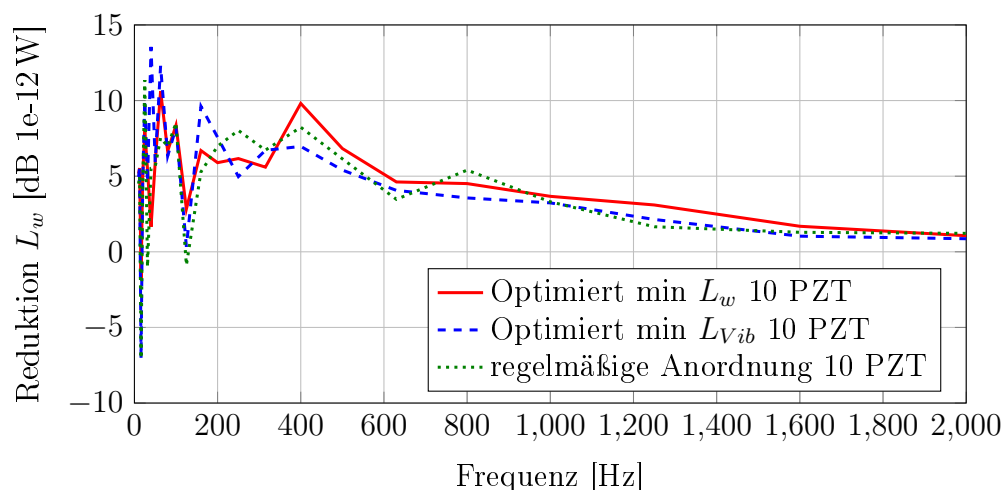
gering angesehen werden.

### 5.6.6. Gegenüberstellung der regelmäßigen und der angepaßten Platzierungen

Im nächsten Schritt soll untersucht werden, ob die Anpassung der Anordnung der piezoelektrischen Elemente Vorteile gegenüber regelmäßigen Anordnungen bezüglich der Dämpfung bringt. Aufgrund der multiplen Symmetrie der Plattenstruktur, die entsprechend symmetrische Geometrien der Eigenvektoren zur Folge hat, wäre zu erwarten, daß regelmäßige Platzierungen durch die ebenfalls symmetrische Anordnung der piezoelektrischen Elemente in bestimmten Moden geringere Kopplungen aufweisen, als dies für unregelmäßige oder angepaßte Platzierungen der Fall ist.

Dafür werden die angepaßten Platzierungen der regelmäßigen Platzierung aus Kapitel 5.5 gegenübergestellt, die mit zehn Elementen von je  $60 \times 100 \text{ mm}$  gleiche Fläche und Größe der piezoelektrischen Elemente aufweist. Im Anhang kann diese Platzierung in Abbildung D.23 links eingesehen werden.

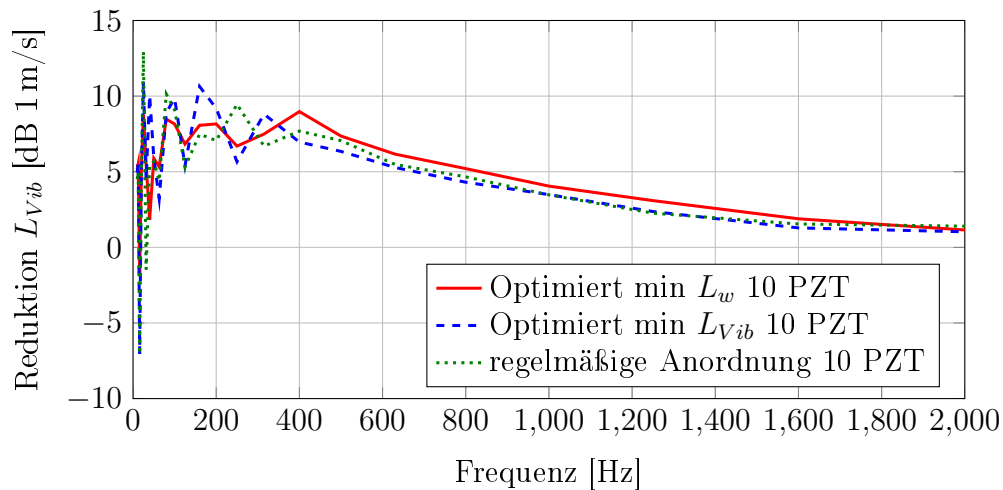
In den Abbildungen 5.32 und 5.33 sind die entsprechenden Reduktionen der Schall- und Schwingungsleistung abgebildet.



**Abbildung 5.32.:** Terzbandspektren der Schalleistungsreduktion für die optimierten Platzierungen mit zehn individuellen Netzwerken im Vergleich zur regelmäßigen Platzierung

Die in beiden Abbildungen in grün dargestellte Kurve für die Reduktion der Schall- bzw. Schwingungsleistung der regelmäßigen Platzierung stimmt in ihrem Verlauf weitgehend mit den Kurven der angepaßten Platzierungen überein. Ein Vorteil einer der Anordnungen ist nicht klar erkennbar, zumindest unter den betrachteten Bedingungen sind sie nahezu gleichwertig. Dies deckt sich mit der Tatsache, daß selbst die Anpassung der Platzierung auf eine bestimmte Zielfunktion keinen wesentlichen Einfluß auf die Dämpfungswirkung aufweist.

Demgegenüber ist der Einfluß der Anzahl der piezoelektrischen Elemente, siehe Kapitel 5.5.2, wesentlich höher zu bewerten. Aus dem Grund wird im Folgenden untersucht, wie sich eine Erhöhung der Anzahl der individuellen negativen Kapazitätsnetzwerke für die angepaßten Platzierungen auf die Dämpfungseigenschaften auswirkt.

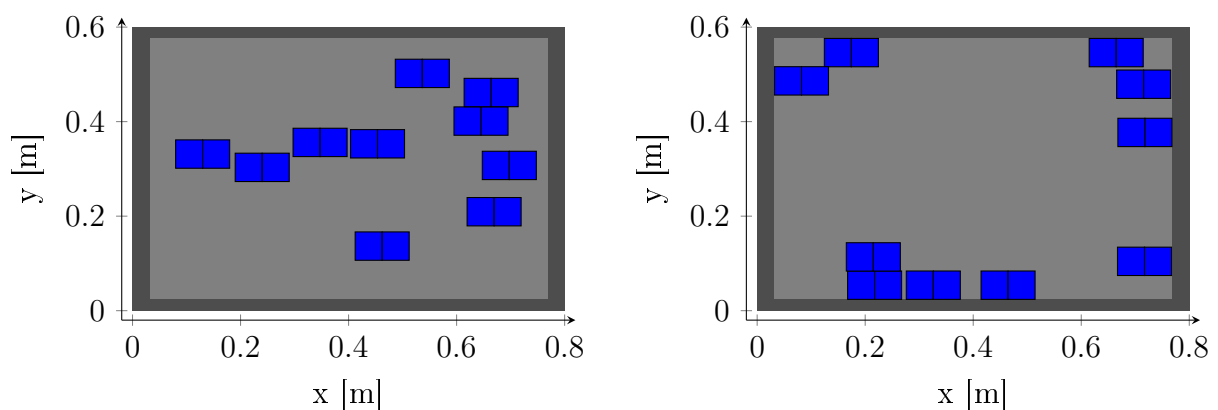


**Abbildung 5.33.:** Terzbandspektren der Schwingungsleistungsreduktion für die optimierten Platzierungen mit zehn individuellen Netzwerken im Vergleich zur regelmäßigen Platzierung

### 5.6.7. Erhöhung der Zahl der individuellen Netzwerke

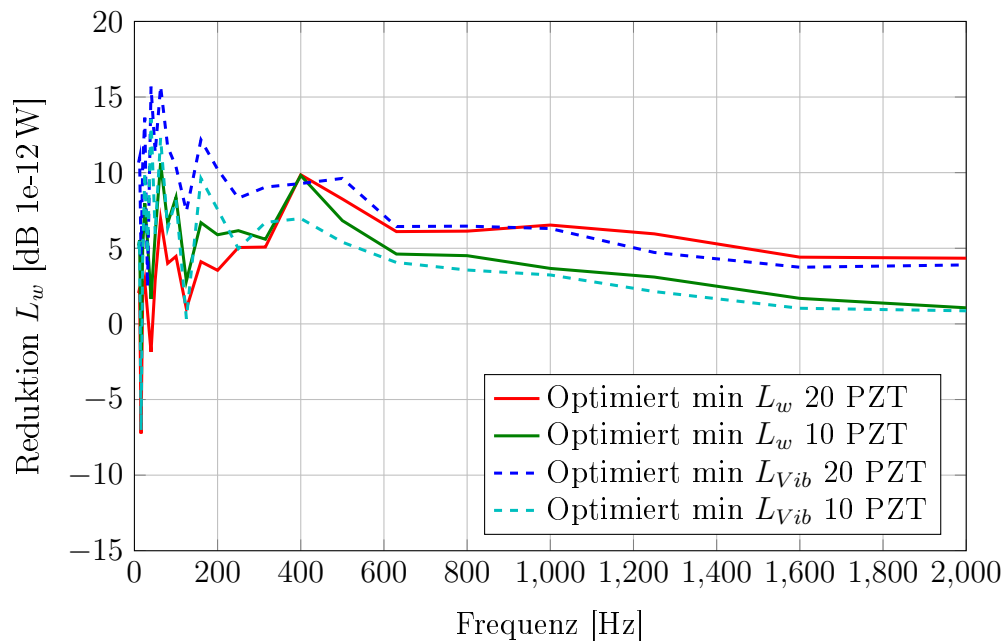
Gemäß Kapitel 5.5.2 wird die Dämpfungswirkung insbesondere durch eine Erhöhung der Anzahl individueller Netzwerke verbessert. Dies wurde für die regelmäßigen Platzierungen bereits nachgewiesen und wird auch für die angepassten Anordnungen der piezoelektrischen Elemente untersucht.

Dies kann z.B. für eine gegebene Anordnung der piezoelektrischen Elemente durch eine abweichende Verschaltung der Einzelelemente geschehen, indem eine Unterteilung der Platzierungsstellen in mehrere Bereiche mit individuellem negativem Kapazitätsnetzwerk vorgenommen wird. Dazu werden die einzelnen piezoelektrischen Elemente geteilt, so daß aus einem  $100 \times 60$  mm großen Element zwei  $50 \times 60$  mm große Elemente entstehen. Dadurch bleiben Anordnung und Fläche der piezoelektrischen Elemente gleich, nur die Größe und Verschaltung werden angepaßt. Die daraus resultierende Geometrie der Platzierungen ist in Abbildung 5.34 zu finden.

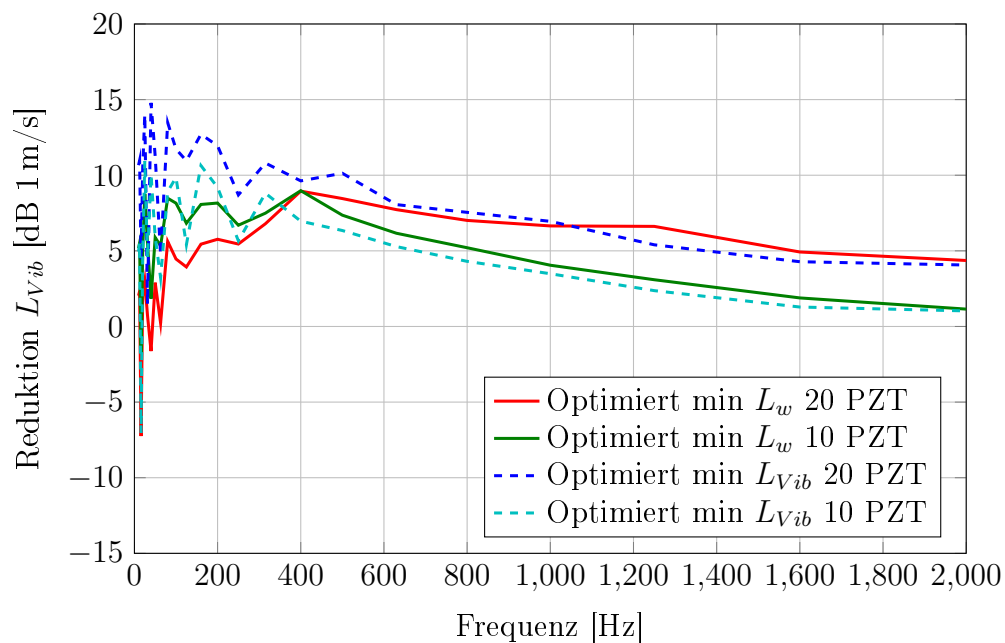


**Abbildung 5.34.:** Platzierungen für minimale Schwingungsleistung (links) und minimale Schalleistung (rechts) mit geteilten piezoelektrischen Elementen

Die entsprechenden Terzbandspektren für 20 individuelle Netzwerke sind in den Abbildungen 5.35 und 5.36 den optimierten Platzierungen für zehn individuelle Netzwerke hinsichtlich der Schall- und Schwingungsleistungsreduktion gegenübergestellt.



**Abbildung 5.35.:** Terzbandspektren der Schalleistungsreduktion für die optimierten Platzierungen mit 10 und 20 individuellen Netzwerken



**Abbildung 5.36.:** Terzbandspektren der Vibrationsleistungsreduktion für die optimierten Platzierungen mit 10 und 20 individuellen Netzwerken

Vergleichbar zu den Resultaten, die für die Unterteilung bei regelmäßigen Platzierungen gewonnen wurde, verbessert sich die Reduktion von Schall- und Schwingungsleistung, wenn die piezoelektrischen Elemente unterteilt und somit die Anzahl der individuellen Netzwerke erhöht wird.

Über das gesamte Frequenzband betrachtet bewirkt die Verdoppelung der Anzahl der piezoelektrischen Elemente eine zusätzliche Reduktion der Schwingungs- und Schalleistung für die auf minimale Schwingungsleistung angepasste Platzierung um mehr als 4 dB. Dies entspricht einer Absenkung der Amplitude der beiden Größen um mehr als 50 % bei gleicher Aktorfläche und Anordnung. Absolut gesehen erreicht die auf minimale Schwingungsleistung angepasste Platzierung mit 20 individuellen Netzwerken bei Frequenzen unterhalb von 200 Hz beachtliche Amplitudenreduktionen zwischen 12 dB und 15 dB.

Für die auf minimale Schalleistung angepasste Platzierung fällt der Effekt etwas anders aus. Während im Frequenzbereich oberhalb von 600 Hz die Dämpfung zunimmt, führt eine Erhöhung der Anzahl der piezoelektrischen Elemente niederfrequent zu einer verringerten Dämpfung. Interessanterweise tritt dieser Effekt bei der auf minimale Schwingungsleistung angepassten Platzierung nicht ansatzweise auf, da die Reduktion beider Bewertungsgrößen auch bei geringen Frequenzen für die Konfiguration mit erhöhter Anzahl der Netzwerke verbessert wird. Dies kann zumindest als Indiz für einen Einfluß der Anordnung der piezoelektrischen Elemente auf die Dämpfungswirkung gewertet werden.

Generell ist festzustellen, daß eine Verkleinerung der individuellen piezoelektrischen Elemente gerade für höhere Frequenzen auch bei den angepassten Platzierungen zu einer verbesserten Dämpfungswirkung führt. Dies steht im Einklang mit den für regelmäßige Platzierungen gefundenen Resultaten.

## 5.7. Experimentelle Analyse der angepassten Platzierungen

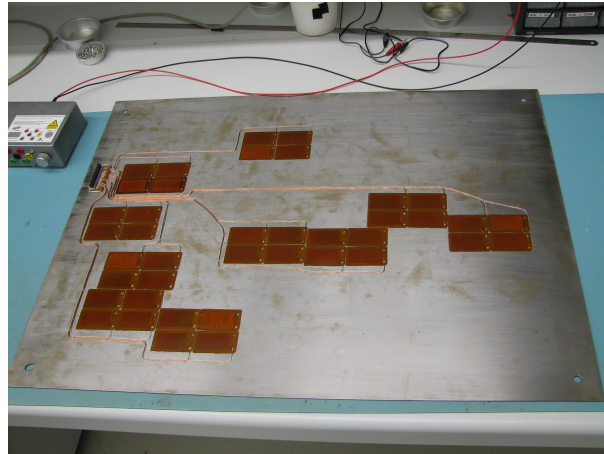
### 5.7.1. Versuchsaufbau

In den vorhergehenden Kapiteln sind simulative Untersuchungen an regelmäßigen und angepassten Platzierungen der piezoelektrischen Elemente vorgenommen worden. Für eine Validierung der gewonnenen Erkenntnisse ist eine adäquate experimentelle Untersuchung erforderlich. Aus dem Grund werden Messungen der Schall- und Schwingungsleistung an Platten mit applizierten piezoelektrischen Elementen mit und ohne angeschlossene negative Kapazitätsnetzwerke durchgeführt.

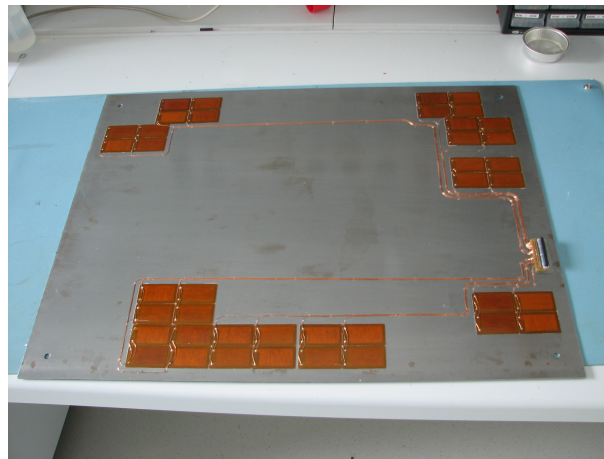
Zur Montage und Lagerung der Platte wird der bereits in Kapitel 5.3 erwähnte Plattenprüfstand gemäß Anhang C.2 verwendet. Die Anregung der Platte erfolgt mit einem Shaker, der an der gleichen Position angebracht wird, wie sie auch in den simulativen Untersuchungen verwendet wurde. Die anregende Kraft wird mit einer Kraftmeßdose bestimmt, so daß sie als Referenzgröße zur Bestimmung der Übertragungsfunktion zur Systemantwort, d.h. der Schall- oder Schwingungsleistung zur Verfügung steht.

Die Messung der Schwingungsamplitude wird mit einem Laser-Scanning-Vibrometer (LSV) vorgenommen. Damit kann das Schwingungsmuster mit hoher räumlicher Auflösung und geringem Aufwand bestimmt werden. Zur Bestimmung der Schalleistung steht eine Schallintensitätssonde zur Verfügung, mit der die Fläche der Platte abgerastert wird.

Basierend auf den in den Kapitel 5.6.4 vorgestellten angepaßten Platzierungen für minimale Schwingungs- und Schalleistung werden Platten mit den entsprechenden Anordnungen der piezoelektrischen Elemente gebaut. Insgesamt 40 Stück je  $30 \times 50$  mm große DuraAct Flächenwandler in Gruppen zu je vier Stück sind zur Fertigstellung einer Platte mit einem Flächenanteil von 13 % der piezoelektrischen Elemente erforderlich. Fotos der fertigen Platten zeigen die Abbildungen 5.37 und 5.38.



**Abbildung 5.37.:** Versuchsplatte mit für Schwingungsreduktion angepaßter Platzierung der piezoelektrischen Elemente

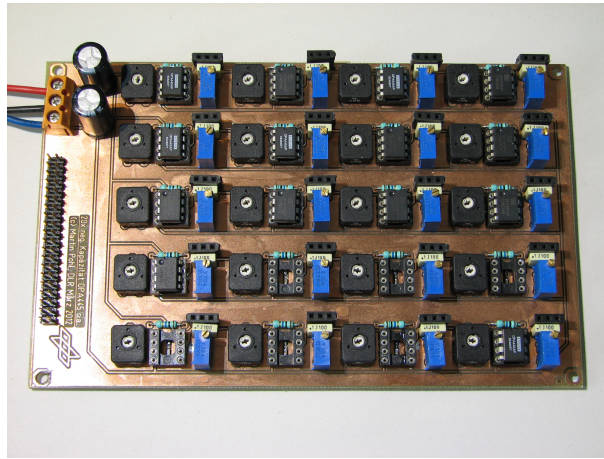


**Abbildung 5.38.:** Versuchsplatte mit für Schallreduktion angepaßter Platzierung der piezoelektrischen Elemente

Die Verschaltung der piezoelektrischen Elemente erfolgt dergestalt, daß immer zwei piezoelektrische Elemente parallelgeschaltet sind, d. h. es können maximal 20 individuelle Netzwerke angeschlossen werden. Damit ist es möglich, den Effekt der Teilung der Platzierungsstellen, wie er in Kapitel 5.6.7 bereits simulativ untersucht wurde, auch experimentell zu verifizieren.

Zur Beschaltung der piezoelektrischen Elemente werden bis zu 20 negative Kapazitätsnetzwerke genutzt. Diese sind mit dem Operationsverstärker vom Typ OPA445 mit einer Betriebsspannung von maximal  $\pm 45V$  aufgebaut und werden manuell eingestellt. Ein Foto der entsprechenden Leiterplatte ist in Abbildung 5.39 zu sehen. Zu erkennen sind die Potentiometer, mit denen der Serienwiderstand  $R_S$  (schwarz mit weißem Einstellelement) sowie  $C_{neg}/C_{PZT} = R_f/R_{adj} = -1,03$  (blau mit messingfarbenem Einstellelement) auf die jeweils erforderlichen Werte eingestellt werden können.

Die Verwendung der verbesserten negativen Kapazitätsnetzwerke, wie sie in Kapitel 3 entworfen und umgesetzt wurde, wäre zwar prinzipiell sinnvoll und wünschenswert, ist jedoch mit einem erheblichen weiteren Entwicklungsaufwand verbunden, bis der für das Einzelsystem nachgewiesene Ansatz auch für ein System aus mehreren, parallel arbeitenden Netzwerken anwendbar ist.



**Abbildung 5.39.:** Europlatine ( $160 \times 100mm$ ) mit 20 negativen Kapazitätsnetzwerken

Ohne Beschränkung der Allgemeinheit kann für die folgenden Untersuchungen auch die konventionelle, manuell einzustellende negative Kapazitätsschaltung verwendet werden, da sie sich in ihrem grundsätzlichen Verhalten, abgesehen von der Notwendigkeit der manuellen Einstellung, nicht von der adaptiven, hochspannungstauglichen Variante unterscheidet. Die Voraussetzungen dafür, daß mit einer geringen Schwingungsamplitude gearbeitet wird und daß die Messungen zeitinvariant sind, lassen sich unter den gewählten Laborbedingungen sicherstellen. Die Einstellung erfolgt dabei so, daß die in Kapitel 5.4 bestimmten Netzwerkparameter, wie sie bereits in den Simulationen verwendet wurden, auch für die Experimente angewendet werden.

### 5.7.2. Maßnahmen zur Verringerung nichtlinearer Verzerrungen im Experiment

Eine wesentliche Bedingung für die Gültigkeit der Berechnungsgleichungen für die Struktur und die Elektronik ist, neben der Zeitinvarianz, die Vernachlässigbarkeit nichtlinearer Verzerrungen. Für die experimentelle Verifikation der simulierten Ergebnisse ist es deshalb erforderlich, daß der Versuchsstand so aufgebaut wird, daß diese Effekte minimiert werden. Dazu wird eine Reihe von Maßnahmen ergriffen.

- Verwendung einer isotropen Metallplatte als Teststruktur
- Steifer Holzrahmen als Trägerstruktur für die Platte
- Steife Einspannrandbedingung über M8-Bolzen in den Plattenecken ohne nichtlineare Federelemente (z. B. Shock Mounts)
- Verwendung geringer, konstanter Anregungsamplituden
- Mechanische Anregung des Systems über elektromagnetischen Shaker mit Präzisionsverstärker
- Begrenzte Aussteuerung der Elektronik ohne Übersteuerungseffekte und damit verbundene nichtlineare Anteile

Anhand dieser Maßnahmen werden nichtlineare Verzerrungen auf ein Minimum reduziert, so daß die Validierung der Modelle möglich ist.

### 5.7.3. Bestimmung der Schalleistung im Experiment

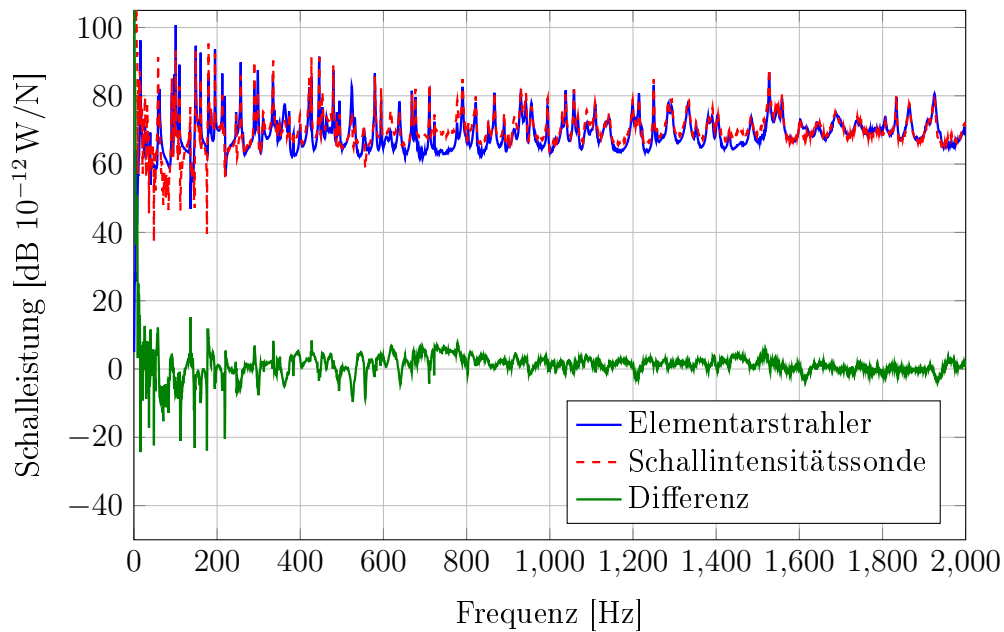
Zur Bestimmung der Schalleistung kommt die Schallintensitätssonde zum Einsatz, mit der die von der Platte ins Fernfeld abgestrahlte Schalleistung gemessen werden kann. Dazu finden die Messungen in einem reflexionsarmen Raum statt, um Reflexionen an den Wänden zu minimieren. Zusätzlich ist der Plattenversuchsstand auf der Rückseite mit einem Deckel versehen, der akustische Nebenwege unterdrückt.

Aufgrund der geringen Schwingungsamplituden, die von den negativen Kapazitätsnetzwerken, bedingt durch die Betriebsspannung von lediglich  $\pm 45$  V, begrenzt sind, ist jedoch auch der Signal-zu-Rausch-Abstand bei der Verwendung der Schallintensitätssonde vergleichsweise gering. Auf diese Weise gemessene Schalleistungen sind daher mit Unsicherheiten behaftet und nur bedingt verwendbar. Daher ist es sinnvoll, die Schalleistung auch noch auf eine andere Weise zu bestimmen.

Geeignet dafür ist der Elementstrahleransatz, wie er von FAHY und GARDONIO in [19] auf den Seiten 165 bis 168 dargestellt wird. In dem Fall kann mit der gemessenen Strukturschnelle die abgestrahlte Schalleistung mittels der Schallresistanzmatrix bestimmt werden, siehe Kapitel 5.2.2. Die Strukturschnellen sind hierbei bereits aus den Messungen für die Schwingungsamplitude mit dem Vibrometer bekannt.

Ein Vergleich der mit der Schallintensitätssonde gemessenen Schalleistung mit der über den Elementstrahleransatz mit den Schnelldata aus dem Vibrometer berechneten Schalleistung ist in Abbildung 5.40 dargestellt. Die rote Kurve entspricht dem Fehler, d. h. der Pegeldifferenz zwischen beiden Messungen. Relevante Abweichungen finden sich insbesondere im niedrigen Frequenzbereich. Bei einer Grenzfrequenz von 100 Hz für den reflexionsarmen





**Abbildung 5.40.:** Spektrum der Schalleistung an einer blanken Platte ermittelt mit Schallintensitätssonde und Elementarstrahleransatz jeweils bezogen auf die Erregerkraft

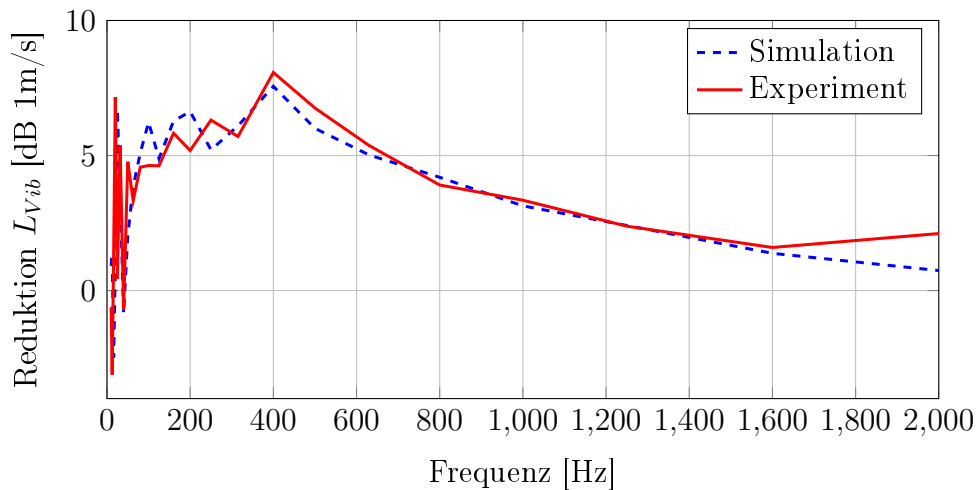
Raum und dem Mikrofonabstand der Schallintensitätssonde sind diese Abweichungen zu erwarten.

In Abbildung 5.40 ist zudem der Rauschanteil in der Messung mit der Schallintensitätssonde im Vergleich mit dem Elementarstrahleransatz daran zu erkennen, daß der Pegel zwischen den strukturellen Resonanzen für die Schallintensitätssonde höher liegt. Insbesondere zwischen 600 Hz und 800 Hz ist dieser Effekt gut zu sehen. Aus dem Grund wird für die folgenden Untersuchungen die Schalleistung nach dem Elementarstrahleransatz bestimmt, da er grundsätzlich als valide betrachtet werden kann und aufgrund der geringeren Rauscheinflüsse die genaueren Daten liefert.

#### 5.7.4. Experimentelle Verifizierung der Simulation

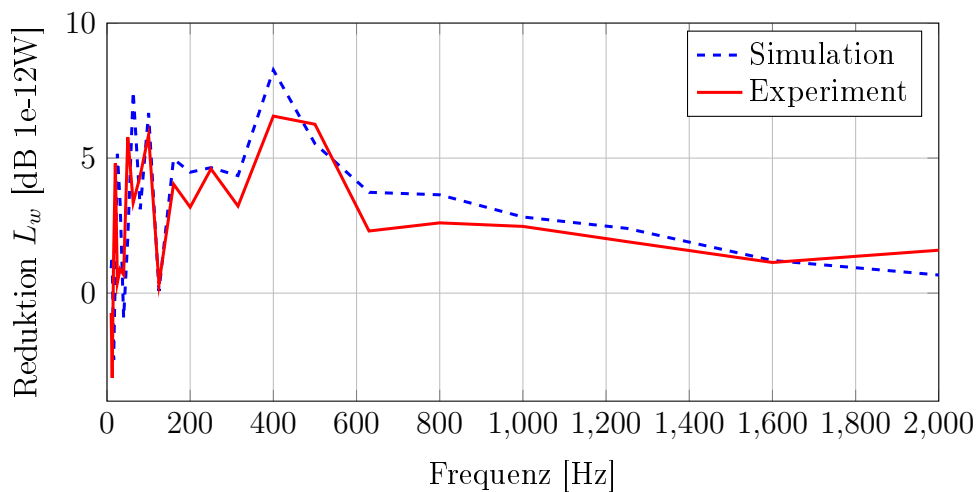
Verglichen mit den in Kapitel 2.4 zitierten Veröffentlichungen, bei denen stets nur eine einzelne Kombination aus piezoelektrischem Element und elektrischem Netzwerk zur Dämpfung eingesetzt wurde, gehen die in den vorigen Kapiteln gezeigten Ergebnisse darüber hinaus, da sie mehrere unabhängige Netzwerke einsetzen. Daher ist es zunächst erforderlich, die simulierten Reduktionen der Schall- und Schwingungsleistung, die durch den Einsatz eines Systems aus piezoelektrischen Elementen und individuellen negativen Kapazitätsschaltungen resultieren, experimentell zu prüfen. Dazu sind in den folgenden Abbildungen 5.41 und 5.42 die simulierten und gemessenen Amplitudenreduktionen gegenübergestellt.

Für die in Abbildung 5.41 gezeigte Reduktion der Schwingungsleistung bei der für minimale Schalleistung angepassten Platzierung ist festzustellen, daß sich die gemessene und simulierte Amplitudenreduktion kaum nachweisbar unterscheiden. Abweichungen treten erst gegen Ende des vermessenen Frequenzbereiches auf, ansonsten sind die Unterschiede unterhalb von 1 dB.



**Abbildung 5.41.:** Terzbandspektren der simulierten und gemessenen Reduktion der Schwingungsleistung der auf minimale Schalleistung angepassten Platzierung

Bei der Betrachtung der Schalleistung in Abbildung 5.42 für die gleiche Platzierung sind die Unterschiede mit bis zu 1,5 dB zwar geringfügig größer, dennoch ist die Übereinstimmung der beiden Kurvenverläufe, gerade auch im Bereich niedriger Frequenzen unterhalb von 200 Hz, als sehr gut zu bewerten. Teilweise liegen die Punkte an den jeweiligen Terzbandmittenfrequenzen direkt übereinander.



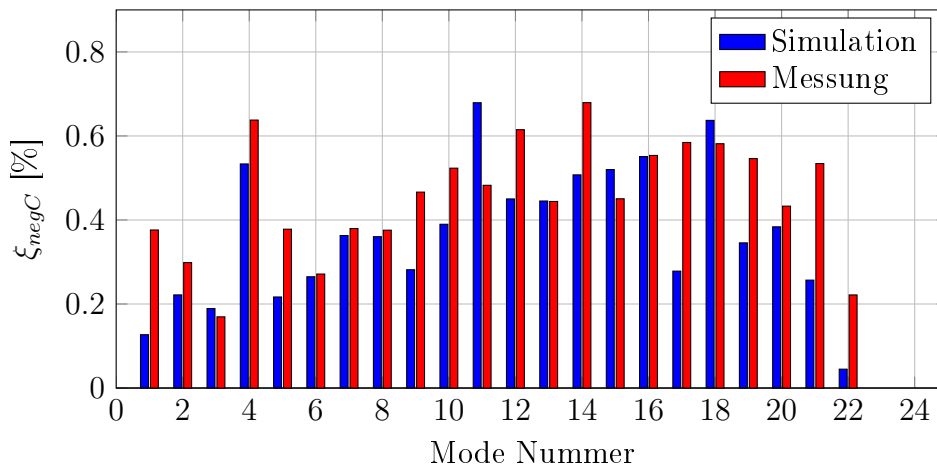
**Abbildung 5.42.:** Terzbandspektren der simulierten und gemessenen Reduktion der Schalleistung der auf minimale Schalleistung angepassten Platzierung

Bei der für minimale Schwingungsleistung optimierten Platzierung der piezoelektrischen Elemente sind die Resultate des Vergleiches zwischen Simulation und Experiment für beide gemessenen Größen entsprechend, weswegen auf die Darstellung der Diagramme an dieser Stelle verzichtet wird. Sie sind im Anhang unter Abbildung D.28 für die Reduktion der Schwingungsleistung und D.29 für die Schalleistung zu finden.

Neben dem Vergleich der Terzspekten besteht eine zweite Möglichkeit, die Simulation anhand der Messungen zu verifizieren darin, die modalen Dämpfungen zu vergleichen. Dazu kann Gleichung 4.27 genutzt werden. Daraus geht hervor, daß die Auswirkungen der mit negativen Kapazitätsnetzwerken beschalteten piezoelektrischen Elemente nur über die elektromechanische Kopplung mittels  $fp$  von den strukturdynamischen Eigenschaften abhängen. Haupteingangsgröße in  $fp$  ist die Geometrie der Eigenvektoren in Kombination mit Größe und Platzierung der piezoelektrischen Elemente.

Insofern kann Gleichung 4.27 für die Bestimmung einer modalen Zusatzdämpfung genutzt werden. Obwohl eine Abhängigkeit von  $\omega$ , d. h. der erregenden Frequenz vorliegt, kann davon ausgegangen werden, daß außerhalb der Eigenfrequenz der Einfluß der betreffenden Mode gering ist, da die Vergrößerungsfunktion der jeweiligen Mode bei der schwachen Dämpfung außerhalb der Resonanz stark abfällt.

In dem Fall kann unter Verwendung der Eigenfrequenz des  $i$ -ten Modes  $\omega = \omega_i$  gesetzt werden und die modale Zusatzdämpfung durch die negative Kapazität  $\xi_{negC}$  auch auf diese Weise bestimmt und mit experimentell bestimmten modalen Dämpfungen verglichen werden. Die betreffenden Moden werden zu dem Zweck über das Modal Assurance Criterion (MAC) einander zugeordnet, siehe [3] Gleichung 4. Für 22 Moden der in den Abbildungen 5.41 und 5.42 gezeigten Spektren ist dies in Abbildung 5.43 dargestellt.



**Abbildung 5.43.:** Vergleich der gemessenen und simulierten modalen Dämpfungen für die auf minimale Schalleistung angepasste Platzierung

Es ist zu erkennen, daß für die meisten der in Abbildung 5.43 betrachteten Moden die simulierte sowie die experimentell ermittelten Dämpfung vergleichbar sind. Dennoch treten stellenweise Abweichungen auf, wobei die experimentell bestimmten Werte in den meisten Fällen oberhalb der Simulation liegen. Die Ursache für diese Unterschiede zwischen Rechnung und Messung sind jedoch nur zum Teil in Vereinfachungen der verwendeten Berechnungsmodelle, z. B. bei der numerischen Modalanalyse oder der Modellierung der negativen Kapazität zu suchen. Es ist in diesem Zusammenhang zu beachten, daß die experimentelle Modalanalyse, mit der die modalen Dämpfungswerte ermittelt wurden, insbesondere bei hohen Frequenzen an Genauigkeit verliert. Dieser Effekt tritt verstärkt bei stärker gedämpften Strukturen auf, z. B. bei Nutzung der negativen Kapazitätsschaltung. In dem Fall werden die Resonanzmaxima breiter und flacher, wodurch die Identifikation von Strukturmoden nur noch eingeschränkte Resultate liefert. Dies führt dazu, daß weniger Moden mit höherer Dämpfung identifiziert werden, da nahe beieinanderliegende Moden nicht zuverlässig

unterscheidbar sind. Auf diese Weise erscheinen die experimentell ermittelten Dämpfungen teilweise höher, als die Dämpfung der betrachteten Mode tatsächlich ist.

Einen Hinweis darauf liefert die Tatsache, daß die zugeordneten Eigenfrequenzen der Moden aus Abbildung 5.43 in einem Bereich von 50 Hz bis maximal 790 Hz liegen. Oberhalb dieser Schwelle war die Übereinstimmung in den MAC-Werten nicht hoch genug, um eine sichere Zuordnung der Moden zu gewährleisten. Dies geht aus den Abbildungen für die MAC-Werte für die Zuordnung der simulierten Moden zu den experimentellen Moden ohne negative Kapazität bzw. der Zuordnung der experimentellen Moden mit und ohne negative Kapazität hervor (Siehe Abbildung D.26 sowie D.27 im Anhang unter D.2.3). In beiden Abbildungen ist zu erkennen, daß nur im unteren Drittel der identifizierten Moden MAC-Werte über 0,8 auftreten. Dieser Wert wird als Schwellwert für die Übereinstimmung genutzt.

Für die auf minimale Schwingungsleistung angepaßte Platzierung sind die Resultate bezüglich der modalen Dämpfungen vergleichbar, weswegen sie hier ebenfalls nicht extra behandelt werden. Der Dämpfungsplot ist im Anhang in Abbildung D.30 dargestellt, die MAC-Matrizen finden sich in den Abbildungen D.31 und D.32.

Es läßt sich somit abschließend feststellen, daß der in Gleichung 4.14, Kapitel 4.2.4 vorgestellte Überlagerungsansatz für mehrere piezoelektrische Elemente mit individuellen Netzwerken als ausreichend genau und das Simulationsmodell somit als valide betrachtet werden kann.

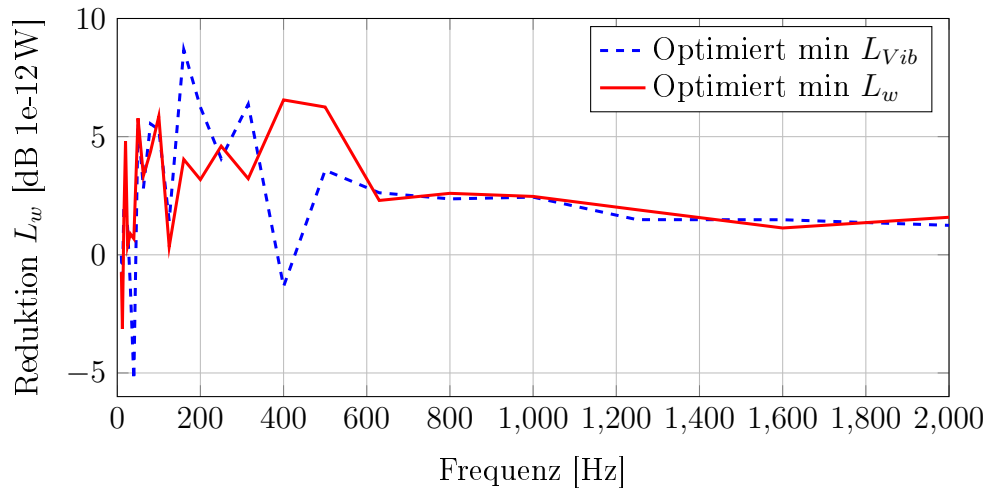
### 5.7.5. Bewertung der Zielfunktionssensitivität des Platzierungsalgorithmus im Experiment

In der Simulation in Kapitel 5.6.5 war hinsichtlich der Anpassung der Anordnung der piezoelektrischen Elemente auf minimale Schall- oder Schwingungsleistung nur eine geringe Abweichung in der Dämpfungswirkung für die beiden Platzierungen zu verzeichnen. Zur Bewertung der Anpassung werden deshalb mit den in Abbildung 5.37 und 5.38 gezeigten Platten die Reduktionen von Schall- und Schwingungsleistung auch experimentell verglichen. Die zugehörigen Terzspektren sind in Abbildung 5.44 für die Schall- bzw. in 5.45 für die Schwingungsleistung dargestellt.

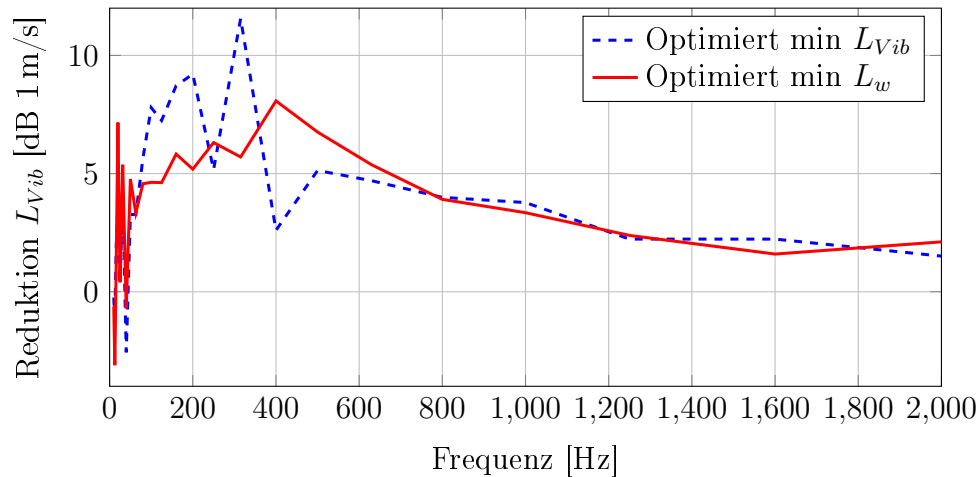
In beiden Abbildungen ist zu erkennen, daß die Reduktion sowohl bei der Schall-, als auch bei der Schwingungsleistung oberhalb einer Frequenz von 600 Hz für beide Platzierungen nahezu identisch verläuft. Dieses Resultat ist bereits von der Simulation der beiden Platzierungen bekannt.

Unterhalb 600 Hz treten in beiden Spektren teils starke Unterschiede zwischen den Platzierungen auf. So liefert die auf minimale Schalleistung angepaßte Platzierung bei einer Terzbandmittenfrequenz von 400 Hz eine um ca. 5 dB bessere Schwingungsreduktion, als die Platzierung für minimale Schwingungsleistung. Unterhalb dieser Frequenz kehren sich die Verhältnisse um, in dem Fall erzeugt die auf minimale Schwingungsleistung angepaßte Platzierung um bis zu 6 dB mehr Reduktion der Schwingungsamplitude.

Bezüglich der Reduktion der Schalleistung ist die auf minimale Schwingungsleistung angepaßte Platzierung ebenfalls der auf minimale Schalleistung angepaßten Anordnung überlegen, jedoch erstreckt sich dies auf lediglich drei Terzbänder bei 160 Hz, 200 Hz und 250 Hz, wobei der Unterschied maximal 5 dB erreicht. Oberhalb von 400 Hz ist auch in dem Fall das Verhalten ähnlich, wie bei der Schwingungsreduktion, allerdings ist die auf minimale Schalleistung angepaßte Platzierung bei 400 Hz sogar um 8 dB besser.



**Abbildung 5.44.:** Terzbandspektren der gemessenen Reduktion der Schalleistung für die angepaßten Platzierungen mit zehn piezoelektrischen Elementen



**Abbildung 5.45.:** Terzbandspektren der gemessenen Reduktion der Schwingungsleistung für die angepaßten Platzierungen mit zehn piezoelektrischen Elementen

Somit zeigt das Experiment eine größere Platzierungsabhängigkeit von Schall- und Schwingungsreduktion, als es die Simulation vorhersagt. Dabei ist beachtenswert, daß die Kurven für beide betrachteten Größen sich prinzipiell ähnlich sind. Eine direkte Wirkung der Anpassung der Platzierung für die eine oder die andere Größe läßt sich aus den Diagrammen nicht ableiten.

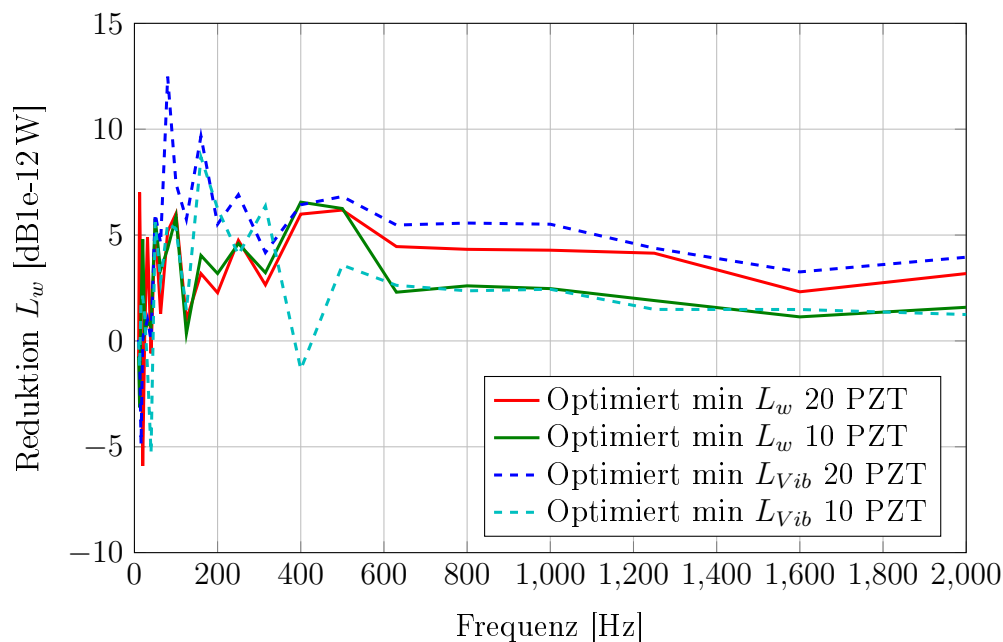
Aufgrund der teilweise hohen Unterschiede in der Performance bei beiden Platzierungen unterhalb von 600 Hz ist davon auszugehen, daß die Platzierung im Frequenzbereich bis 600 Hz einen Einfluß auf die Reduktion der Amplitude von Schall oder Schwingungsleistung ausübt. Oberhalb dieser Frequenz ist die Anordnung der piezoelektrischen Elemente für die gewählten Testbedingungen offensichtlich irrelevant, da sämtliche Moden ähnlich gut bedämpft sind. Dahingehend decken sich die experimentellen Resultate mit dem, was in Kapitel 5.6.5 bereits simulativ festgestellt wurde.

### 5.7.6. Erhöhung der Zahl der individuellen Netzwerke im Experiment

Aufgrund der Tatsache, daß eine erhöhte Anzahl an piezoelektrischen Elementen mit individuellem negativem Kapazitätsnetzwerk sich in der Simulation signifikant auf die erreichbaren Amplitudenreduktionen auswirkt, soll dies auch im Experiment untersucht werden. Zu erwarten ist, daß die Amplitudenreduktion insbesondere im oberen Frequenzbereich der Messungen dadurch verbessert wird.

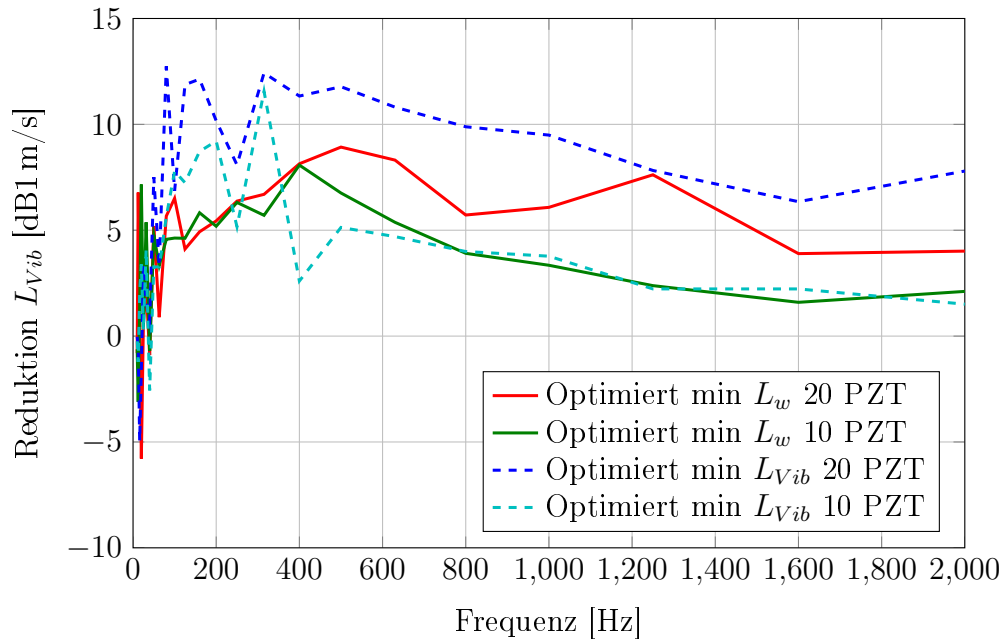
Zu diesem Zweck sind die beiden Platten, mit denen die experimentellen Untersuchungen durchgeführt werden, so ausgelegt, daß ebenfalls eine Messung mit geteilten piezoelektrischen Elementen und damit doppelter Anzahl an individuellen negativen Kapazitätsnetzwerken durchführbar ist, siehe Versuchsaufbau in Kapitel 5.7.1. Damit entspricht dies der in 5.6.7 gezeigten Anordnung der piezoelektrischen Elemente, so daß auch im Experiment ein Vergleich zwischen zehn und 20 individuellen negativen Kapazitätsnetzwerken vorgenommen werden kann.

Die Ergebnisse der entsprechenden Messungen mit zehn und 20 individuellen Netzwerken sind in den Abbildungen 5.47 und 5.46 für die Reduktion der Schall- und Schwingungsleistung in Terzbandspektren dargestellt.



**Abbildung 5.46.:** Terzbandspektren der gemessenen Reduktion der Schwingungsleistung für die optimierten Platzierungen mit 10 und 20 individuellen Netzwerken

In Abbildung 5.46 wird die Erwartung für die Schalleistungsreduktion eindeutig bestätigt. Ab einer Frequenz von 600 Hz liegen die Kurven mit 20 individuellen negativen Kapazitätsnetzwerken bis zum Ende des Meßbereiches von 2 kHz durchgängig zwischen zwei und drei dB oberhalb der Kurven für zehn Netzwerke. Unterhalb von 600 Hz weichen die Messungen für die unterschiedliche Anzahl an Netzwerken, insbesondere für die auf minimale Schalleistung angepaßte Platzierung, weniger stark ab. Dies ist mit den simulativen Resultaten aus Abbildung 5.35 nahezu deckungsgleich.



**Abbildung 5.47.:** Terzbandspektren der gemessenen Reduktion der Schwingungsleistung für die optimierten Platzierungen mit 10 und 20 individuellen Netzwerken

Beim Vergleich der Reduktion der Schwingungsleistung in Abbildung 5.47 sind die Unterschiede zwischen den zwei betrachteten Anzahlen an individuellen Netzwerken noch stärker ausgeprägt. Die zusätzliche Reduktion der Schwingungsamplitude fällt bei der auf minimale Schalleistung angepaßten Platzierung mit ca. 2 – 3 dB oberhalb von 600 Hz ähnlich wie in Abbildung 5.46 aus, lediglich bei 1250 Hz erreicht sie 5 dB. Im Gegensatz dazu kann durch die Unterteilung der piezoelektrischen Elemente bei der auf minimale Schwingungsleistung angepaßten Platzierung eine Verringerung der Amplitude von 5 dB nahezu über den Frequenzbereich von 600 Hz bis 2 kHz verzeichnet werden. Dieses Resultat liegt sogar noch oberhalb der Simulationsergebnisse in Abbildung 5.36.

Über die konkrete Ursache für die bessere Reduktion der Schwingungsleistung der darauf angepaßten Platzierung kann aufgrund der Vielzahl der Einflußfaktoren keine exakte Aussage getroffen werden. Da der Einfluß der Anordnung der piezoelektrischen Elemente in allen Messungen und Simulationen für die gewählten Testbedingungen als gering einzustufen ist, zugleich das Kapazitätsverhältnis direkt in die Dämpfung eingeht (siehe Kapitel 4.3) ist mit hoher Wahrscheinlichkeit eine Abweichungen in der Einstellung des Kapazitätsverhältnisses  $C_{neg}/C_{PZT}$  näher bei -1 als für die anderen vermessenen Konfigurationen als Ursache dieser Erscheinung anzunehmen. Aufgrund der Nähe der Einstellung des Kapazitätsverhältnisses am kritischen Wert von -1 wirken sich bereits sehr geringe Abweichungen, die beim manuellen Abgleich ohne direkte Möglichkeit der Messung des Kapazitätsverhältnisses unvermeidbar sind, umso stärker im Dämpfungsverhalten aus.

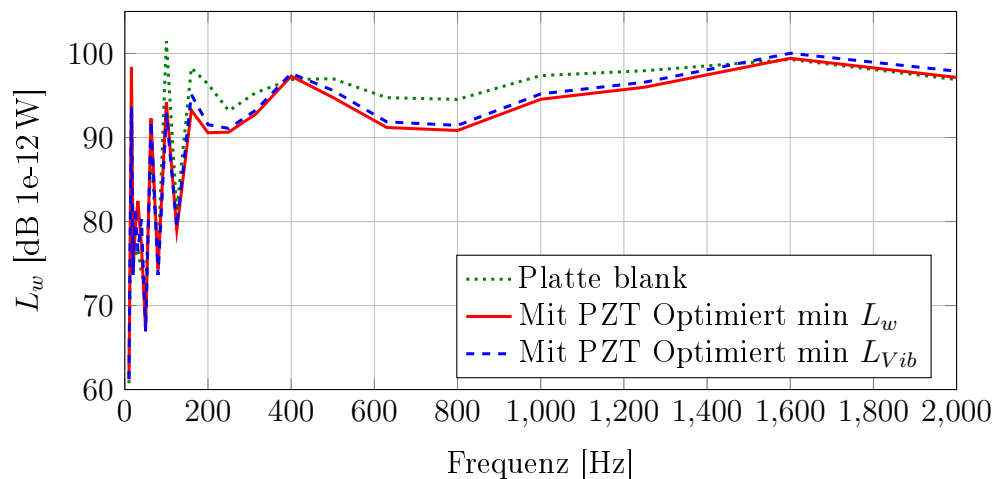
Mit den durchgeführten Messungen kann ebenfalls bestätigt werden, daß die Anzahl der mit individuellen negativen Kapazitätsnetzwerken beschalteten piezoelektrischen Elementen eine wesentliche Einflußgröße für die Reduktion von Schall- und Schwingungsleistung darstellt. Bei gleicher Gesamtfläche bewirkt eine Verdoppelung der Anzahl der Netzwerke eine Erhöhung der Dämpfung um durchschnittlich 3 dB für die gewählten Beispiele.

## 5.8. Vergleich mit passiver Dämpfung

In Kapitel 5.7 wurden anhand für minimale Schall- und Schwingungsleistung angepaßter Platzierungen der piezoelektrischen Elemente mit verschiedenen Anzahlen an negativen Kapazitätsnetzwerken experimentelle Untersuchungen unternommen, wie sich die Platzierung und die Anzahl der Netzwerke auf die Dämpfungseigenschaften auswirken. Um diese Resultate einordnen zu können, bietet es sich an, einen Vergleich zu rein passiven Dämpfungsmaßnahmen zu ziehen.

Zu diesem Zweck wird eine weitere Versuchsplatte verwendet, deren gesamte Oberfläche mit einem Dämpfungsmaterial versehen ist [2]. Dieses Material besteht aus einer 0,25 mm dünnen Aluminiumfolie, die mit einem viskoelastischen Klebstoff beschichtet ist und somit als Constraint Layer Damping (CLD) wirkt, wenn sie auf eine Trägerstruktur aufgeklebt wird. Diese mit der CLD-Folie beschichtete Platte wird analog zu den mit piezoelektrischen Elementen bestückten Platten im Versuchsstand montiert und vermessen.

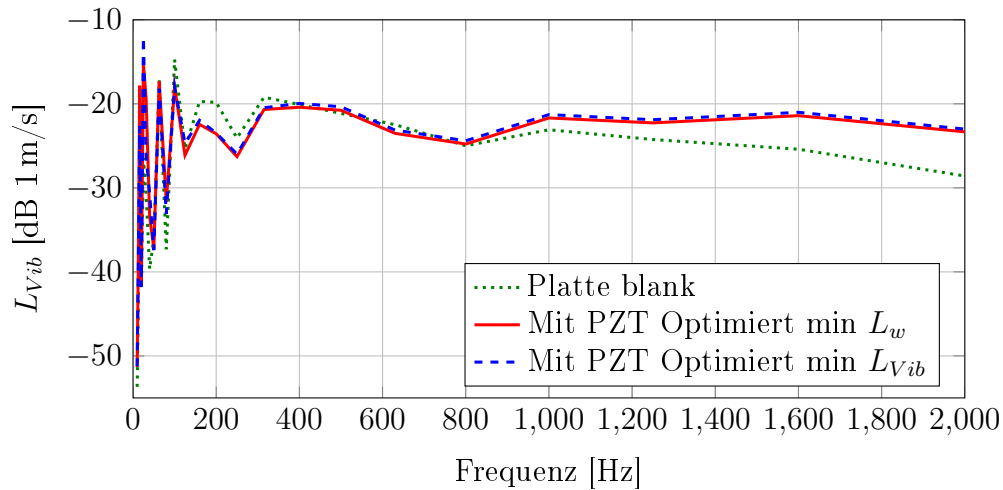
Als Referenz für die Reduktion von Schall- und Schwingungsleistung durch CLD wird eine blanke Stahlplatte ohne jegliche aufgebrachte Strukturen verwendet. Auf diese Weise bietet sich gleichzeitig die Möglichkeit, zunächst die passiven Auswirkungen der piezoelektrischen Elemente einzuschätzen. Dazu sind die Terzspektren der Schall- und Schwingungsleistung in den Abbildungen 5.48 und 5.49 dargestellt.



**Abbildung 5.48.:** Gemessene Terzbandspektren der Schalleistung der blanken Platte verglichen mit den mit piezoelektrischen Elementen bestückten Platten aus Abbildung 5.37 und 5.38

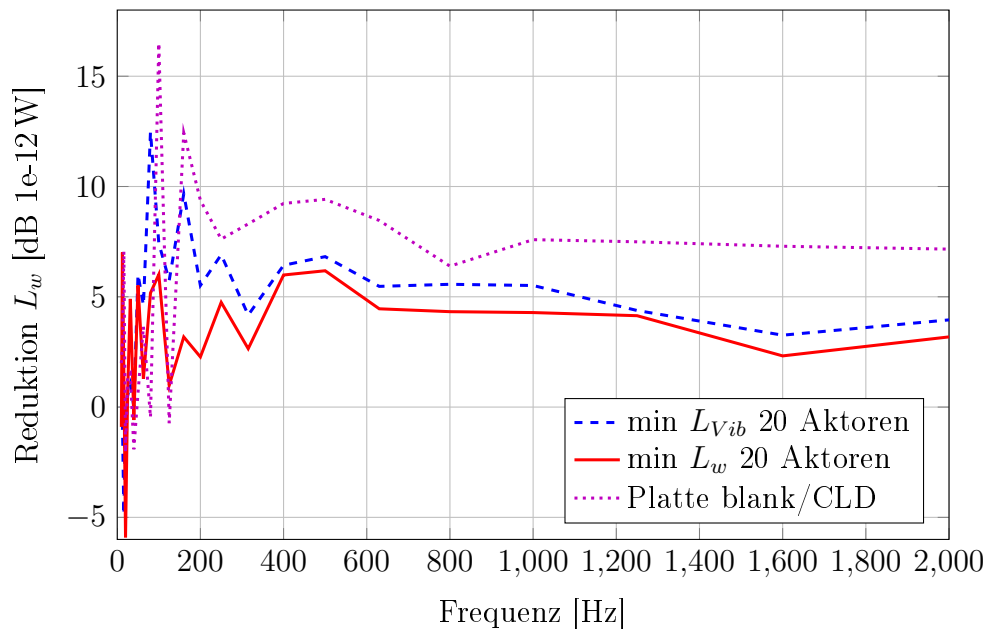
Es zeigt sich dabei kein eindeutiger Trend. Zwischen 160 Hz und 250 Hz sind etwas geringere Schall- und Schwingungsleistungen bei den mit piezoelektrischen Elementen bestückten Platten meßbar. Umgekehrt weist die blanken Platte bei hohen Frequenzen ab 1 kHz bis zu 5 dB weniger Schwingungsleistung auf, wohingegen sich die abgestrahlte Schalleistung kaum unterscheidet. Aufgrund der frequenzabhängigen Einflüsse läßt sich so schließen, daß die durch die piezoelektrischen Elemente eingebrachte strukturelle Dämpfung vernachlässigbar ist, andernfalls müßten die Kurven mit den Elementen über den gesamten Frequenzbereich konsistent unterhalb der Kurve für die blanken Platte liegen. Da dies nicht der Fall ist, sind Unterschiede im dynamischen Verhalten eher durch die Einflüsse der piezoelektrischen Elemente auf Massen- und Steifigkeitseigenschaften der Platte bedingt.





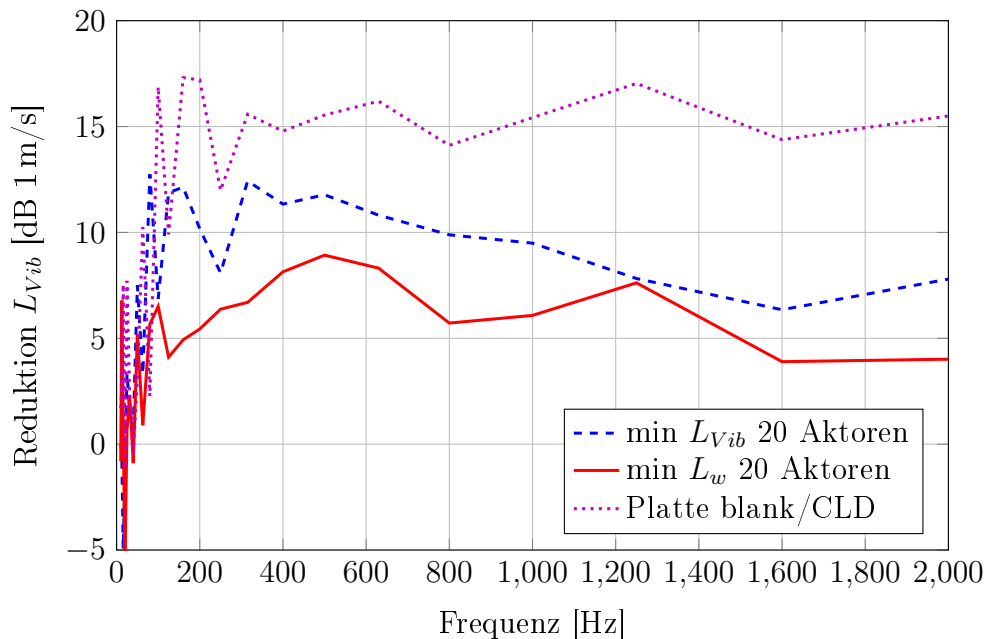
**Abbildung 5.49.:** Gemessene Terzbandspektren der Schwingungsleistung der blanken Platte verglichen mit den mit piezoelektrischen Elementen bestückten Platten aus Abbildung 5.37 und 5.38

Unter dieser Voraussetzung ist es gerechtfertigt, die Amplitudenreduktion der mit piezoelektrischen Elementen bestückten Platte mit negativen Kapazitätsnetzwerke bzw. offenen Elektroden mit der CLD-Platte und der blanken Platte als Referenz zu vergleichen. Auf diese Weise können Rückschlüsse auf die Dämpfung der beiden Verfahren bei den genannten Beispielen gezogen werden. Dazu sind die entsprechenden Spektren der Verringerung von Schall- und Schwingungsleistung für die CLD sowie die negative Kapazität mit 20 individuellen Netzwerken in den Abbildungen 5.50 und 5.51 dargestellt.



**Abbildung 5.50.:** Terzbandspektren der gemessenen Reduktion der Schalleistung für die optimierten Platzierungen mit 10 und 20 individuellen Netzwerken im Vergleich zu CLD

Anhand der in Abbildung 5.50 gezeigten Messungen ist bei der CLD-Platte eine um je nach Terzband zwischen 3 dB und 5 dB höhere Reduktion der Schalleistung zu verzeichnen, als bei der besten Konfiguration mit der negativen Kapazität gemessen wurde.



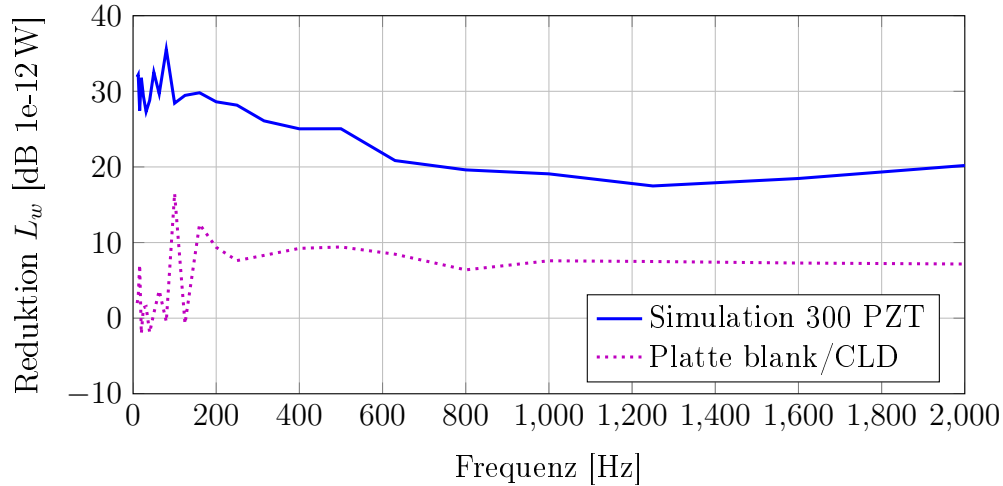
**Abbildung 5.51.:** Terzbandspektren der gemessenen Reduktion der Schwingungsleistung für die optimierten Platzierungen mit 10 und 20 individuellen Netzwerken im Vergleich zu CLD

Die Reduktion der Schwingungsleistung fällt bei der CLD-Platte im Vergleich zur Schalleistung noch stärker auf, wie an der entsprechenden Kurve in Abbildung 5.51 zu sehen ist. Es zeigt sich dabei eine beachtliche Verringerung um 15 dB über fast den gesamten vermessenen Frequenzbereich, wobei die Unterschiede zu den Kurven der negativen Kapazität mit der Frequenz im Wesentlichen zunehmen. Die Beobachtung, daß die Schalleistung durch die Dämpfung im Vergleich zur Schwingungsleistung deutlich weniger reduziert wird, läßt sich dabei durch die Abnahme der Strukturodynamik erklären. In dem Maß, wie stehende Wellen durch die erhöhte Dämpfung wirksam unterdrückt werden, treten weniger akustische Kurzschlußeffekte auf, so daß der Abstrahlgrad der Platte ansteigt (vgl. [19] S. 190). Dadurch wird ein Teil der durch reduzierte Strukturschnelle möglichen Reduktion der Schalleistung aufgezehrt.

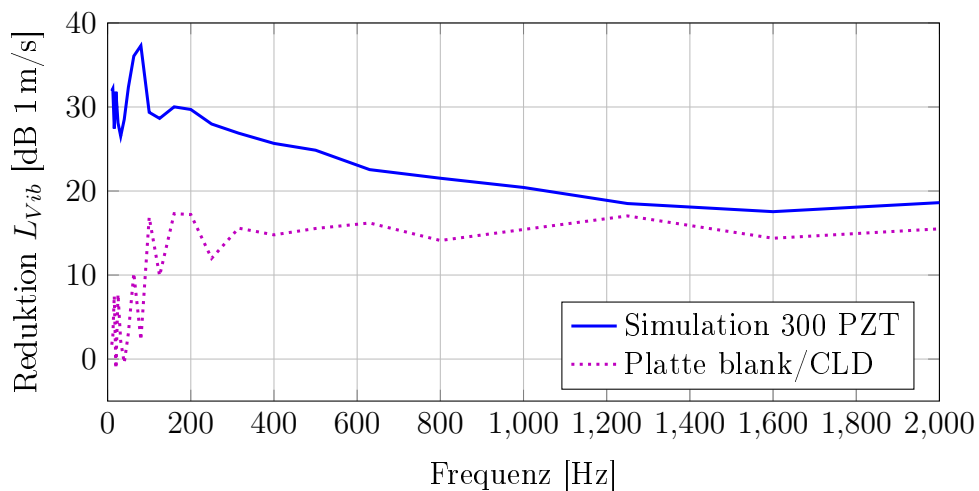
Gemäß den Abbildungen 5.50 und 5.51 erscheint der passive Ansatz mittels CLD offenbar wesentlich leistungsfähiger als die Nutzung piezoelektrischer Elemente mit negativen Kapazitätsnetzwerken. An dieser Stelle ist jedoch zu berücksichtigen, daß die gesamte Plattenoberfläche mit der Dämpfungsfolie beschichtet worden ist, wogegen der Flächenanteil der piezoelektrischen Elemente bei lediglich 13% liegt.

Um eine obere Abschätzung für das Dämpfungspotential der mit negativen Kapazitätsnetzwerken beschalteten piezoelektrischen Elemente zu liefern, soll die CLD-Platte abschließend mit einer Platzierung verglichen werden, bei der die gesamte zur Verfügung stehende Plattenfläche genutzt wird. Als Größe des individuellen piezoelektrischen Elementes wird mit  $40 \times 40$  mm ein Mittelmaß der Erkenntnisse aus der Untersuchung des Anzahleinflusses regelmäßiger Anordnungen verwendet, wodurch über den gesamten betrachteten Frequenzbereich

eine Amplitudenreduktion zu erwarten ist. Daraus ergibt sich die im Anhang in Abbildung D.33 gezeigte Anordnung aus 300 individuellen Elementen auf der gesamten Plattenfläche. Die auf dieser Basis simulierten Reduktionen von Schall- und Schwingungsleistung sind im Vergleich mit den gemessenen Kurven der CLD-Platte in Terzspektren in den Abbildungen 5.52 und 5.53 dargestellt.



**Abbildung 5.52.:** Terzbandspektren der Reduktion der Schalleistung für CLD im Vergleich zu einer Simulation einer vollflächigen Abdeckung der Platte mit 300 piezoelektrischen Elementen



**Abbildung 5.53.:** Terzbandspektren der Reduktion der Schwingungsleistung für CLD im Vergleich zu einer Simulation einer vollflächigen Abdeckung der Platte mit 300 piezoelektrischen Elementen

Es zeigt sich bei beiden Abbildungen, daß durch die signifikante Vergrößerung der mit piezoelektrischen Elementen abgedeckten Fläche auf die gesamte Plattenoberfläche die Wirksamkeit der Dämpfung mit der negativen Kapazitätsschaltung erwartungsgemäß erhöht werden kann. Insbesondere im unteren Frequenzbereich, in dem die mechanische Dämpfung mittels CLD nur eingeschränkt wirksam ist, sind die simulierten Amplitudenreduktionen durch die negative Kapazität signifikant erhöht. Im Frequenzbereich oberhalb von 800 Hz nehmen die Unterschiede zwischen CLD und der negativen Kapazität insbesondere für die Reduktion

der Schwingungsleistung ab und betragen nur noch wenige dB, siehe Abbildung 5.53. Im Vergleich bleibt die simulierte Reduktion der Schalleistung bei der negativen Kapazität über den gesamten Frequenzbereich ca. 10 dB oberhalb der Messung der CLD-Platte.

Es läßt sich auf dieser Basis festhalten, daß die Dämpfung von Schall- und Schwingungsleistung mit piezoelektrischen Elementen und negativen Kapazitäten im Vergleich zur der getesteten Version der CLD-Folie eine höhere flächenbezogene Wirkung aufweist. Dies ist einerseits an Abbildung 5.50 zu erkennen, da die vollflächige Beschichtung mit CLD Folie insbesondere im mittleren Frequenzbereich mit der 7,5-fachen Fläche nur wenige dB mehr Performance gegenüber der negativen Kapazität bietet. Zudem lassen Abbildung 5.52 und 5.53 das Potential der negativen Kapazität bei einem hohen Flächenanteil und kleinräumiger Stückelung der piezoelektrischen Elemente erahnen.

Neben der zur Verfügung stehenden Fläche ist die notwendige Masse ein wesentliches Kriterium für die Dämpfungsmaßnahmen. Im Fall der CLD läßt sich dies über die Flächenmasse der Folie abschätzen, das laut Datenblatt [2] bei 0,17 lbs./sq. ft., d. h. 0,83 kg/m<sup>2</sup> liegt. Somit hat die gesamte auf der Platte angebrachte CLD-Folie eine Masse von etwa 400 g. Im Vergleich dazu besitzen die 40 für die experimentellen Untersuchungen jeweils für eine der in Abbildung 5.37 bzw. 5.38 aufgebrachten DuraAct Aktoren bei einer Masse pro Stück von 3,5 g bereits eine Masse von 140 g, was einer flächenbezogenen Masse der reinen Energiewandler von 2,3 kg/m<sup>2</sup> entspricht. Dazu kommt die Elektronik, siehe Abbildung 5.39, mit  $\approx 100$  g sowie die Verkabelung mit  $\approx 50$  g.

Damit liegen die flächenbezogenen Massen für die piezoelektrischen Elemente sowie die elektrische Hardware deutlich oberhalb der Masse der CLD-Folie. Die Verwendung der negativen Kapazität lohnt daher insbesondere in dem Fall, wenn die zur Verfügung stehenden Flächen für die Applikation von zusätzlichen Dämpfungsmaßnahmen limitiert sind.

## 5.9. Zusammenfassung und Diskussion der Resultate bezüglich Anzahl, Fläche und Anordnung der piezoelektrischen Elemente

### 5.9.1. Zusammenfassung der Resultate der Platzierungsanalyse

Das Ziel von Kapitel 5 besteht darin, Aussagen zum Einfluß der Anordnung der piezoelektrischen Elemente auf einer Struktur abzuleiten. Als Teststruktur wurde eine unversteifte, an vier Eckpunkten eingespannte isotrope Platte aus Stahl mit 800 × 600 mm Größe und 2 mm Dicke verwendet.

Es wurde zunächst eine Reihe von Simulationen mit dem modalen Modell aus Kapitel 4 durchgeführt, um unterschiedliche Größen und Anzahlen der piezoelektrischen Elemente bei regelmäßiger Anordnung zu untersuchen. Im Anschluß wurden die Positionen individueller Elemente mittels eines genetischen Optimierungsalgorithmus nach dessen Validierung an einem vereinfachten Testfall festgelegt, so daß entweder die über den gesamten Frequenzbereich abgestrahlte Schalleistung oder die Schwingungsleistung der Platte minimiert werden.

Diese beiden optimierten Platzierungen sind anschließend experimentell vermessen worden mit dem Ziel, die Simulationsergebnisse anhand der Messungen zu verifizieren. Abschließend wurde noch eine Platte untersucht, die mit einer CLD-Folie beschichtet ist, um die Dämpfung mit piezoelektrischen Elementen und negativen Kapazitäten mit diesem passiven Dämpfungsverfahren zu vergleichen.

Die vorgenannten Untersuchungen erfolgten an der beschriebenen konkreten Beispielstruktur und können keinen Anspruch auf eine umfassende Betrachtung der Platzierungsthematik für alle möglichen Strukturen, Frequenzen und Konfigurationen erheben. Dennoch lassen sich drei wesentliche Tendenzen aus den durchgeführten Simulationen und Messungen ableiten.

1. Größere Flächenanteile der piezoelektrischen Elemente an der Struktur bewirken höhere Dämpfung
2. Eine Erhöhung der Anzahl individuell beschalteter piezoelektrischer Elemente verbessert die Dämpfung bei hohen Frequenzen
3. Bei konstanter Größe und Anzahl der piezoelektrischen Elemente besitzt die Anordnung auf der Struktur im gewählten Beispiel nur einen vernachlässigbaren Einfluß

In den folgenden Kapiteln wird auf Ursachen und Konsequenzen der genannten Tendenzen näher eingegangen.

### 5.9.2. Schlußfolgerungen hinsichtlich Fläche und Anzahl piezoelektrischer Elemente

Die erste Tendenz in Kapitel 5.9.1 deckt sich hierbei mit der Intuition, nach der größere Flächen in der Lage sind, mehr Schwingungsleistung aus der mechanischen Struktur in elektrische Leistung im Netzwerk zu übertragen und so eine Dämpfung zu bewirken. Bei konstanter Zahl der piezoelektrischen Elemente ist deren alleinige Vergrößerung jedoch immer im Zusammenhang mit dem Frequenzbereich der Anregung zu sehen. Es konnte festgestellt werden, daß große Einzelelemente niederfrequent einen Dämpfungsgewinn bringen, während die Dämpfung bei hohen Frequenzen abnimmt. Als Ursache dafür kommen Ausgleichsströme innerhalb eines piezoelektrischen Elementes in Frage, die aufgrund der Integration der dielektrischen Verschiebung mit verschiedenen Vorzeichen beiderseits der Knotenlinien von Strukturmoden entstehen. Durch diesen Ausgleich über die Fläche wird die übertragene Schwingungsleistung gesenkt. Dies findet vor allem bei hohen Frequenzen und kleinen strukturellen Wellenlängen statt.

Im gleichen Zusammenhang ist auch die zweite Tendenz zu sehen. In dem Maß, wie die Größe der individuellen piezoelektrischen Elemente verringert wird, steigt deren Kopplung bei hohen Frequenzen, da Ausgleichsströme aufgrund der kleinen Abmessungen wenig bis kaum auftreten. Aus dem Grund steigt ebenfalls die Dämpfung insbesondere bei hohen Frequenzen gegenüber größeren Einzelelementen, sofern die Gesamtgröße der Elemente dabei konstant gehalten wird.

Im gewählten Beispiel überwiegt dabei die Erhöhung der Anzahl der Aktoren die Vergrößerung der Fläche aufgrund der besseren Anpassung an die Wellenlängen der Strukturschwingungen deutlich. Somit kann eine sinnvolle Unterteilung der piezoelektrischen Elemente dazu genutzt werden, deren Gesamtgröße zu reduzieren. Bei der vergleichsweise hohen Dichte der üblicherweise verwendeten PZT-Keramik läßt sich so Masse einsparen.

Bezahlt wird die Masseneinsparung bei der Aktorik durch Unterteilung jedoch mit zusätzlichen negativen Kapazitätsnetzwerken, die für jedes individuelle piezoelektrische Element erforderlich sind. Insbesondere bei sehr kleinen und entsprechend vielen einzelnen piezoelektrischen Elementen ist einzusehen, daß dieser Weg nur bis zu einer gewissen Anzahl an Elementen sinnvoll ist, da sonst die notwendige elektrische Hardware zu umfangreich wird. Verglichen mit den in Kapitel 3 gezeigten experimentellen Aufbauten ist jedoch mit fortschreitender Miniaturisierung der Elektronik noch Einsparpotential hinsichtlich der Masse und des Volumens der elektronischen Baugruppen zu erwarten.

Insofern stellt sich die Aufteilung hinsichtlich der Größe und Anzahl der piezoelektrischen Elemente als Kompromiß dar, der wesentlich von den jeweiligen zusätzlich einzusetzenden Massen für die Piezokeramik bzw. der elektronische Hardware abhängt. Es liegt daher nahe, diese Parameter ebenfalls im Rahmen eines Optimierungsalgorithmus zu bestimmen, um einen für die Anwendung passenden Kompromiß zu finden. Dazu ist jedoch eine Zielfunktion erforderlich, die neben dem Einfluß auf die Dämpfung auch die benötigten Massen für Elektronik und Piezokeramik abbilden kann.

Während dies für die Masse der piezoelektrischen Elemente anhand deren Größe und Dichte noch möglich ist, kann für die Masse der Elektronik zum gegenwärtigen Zeitpunkt kein derart elementarer Zusammenhang angegeben werden. Aufgrund fehlender Informationen über den exakten Masseneinfluß seriennaher Elektronik, bedingt durch den Prototypenstatus der in dieser Arbeit vorgestellten Platinen, ist nicht davon auszugehen, daß eine Optimierung unter Verwendung dieser Daten realistische Resultate liefern kann.

Um dieses Ziel zu erreichen, ist es zunächst erforderlich, die elektrische Hardware in einen anwendungsnahen Zustand zur Serienfertigung zu überführen, um daraus Funktionen für Masse und Volumen für die Optimierung zur Verfügung zu stellen. Erst unter Vorhandensein dieser Informationen ist es möglich, für einen gegebenen Anwendungsfall eine Optimierung hinsichtlich Größe, Anzahl und Position der piezoelektrischen Elemente vorzunehmen, so daß eine möglichst maximale Dämpfungseffizienz erreicht wird. Daher muß auf eine weitergehende Untersuchung dieser Thematik verzichtet werden.

### 5.9.3. Diskussion des Einflusses der Anordnung piezoelektrischen Elemente

Die dritte Tendenz widerspricht zunächst der in Kapitel 5.6.1 geäußerten Erwartung, nach der neben Größe und Anzahl der piezoelektrischen Elemente auch deren Verteilung und Anordnung auf der Struktur eine wesentliche Einflußgröße für die Dämpfungswirkung ist. Zu dem Zweck wurde mittels der genetischen Optimierung jeweils eine Anordnung der piezoelektrischen Elemente erstellt, die eine minimale Schall- bzw. eine minimale Schwingungsleistung erwarten lassen. Überraschenderweise unterschieden sich beiden Platzierungen weder in der Simulation noch im Experiment nennenswert in ihren Dämpfungseigenschaften, wie den Kapiteln 5.6.5 und 5.6.6 bzw. 5.7.5 zu entnehmen ist, obwohl die grundsätzliche Funktion des genetischen Platzierungsalgorithmus nachgewiesen wurde. Eine spezifische Auswirkung der Optimierung auf eine Zielfunktion ist im betrachteten Beispiel nicht festzustellen. Ebenso besteht kein Vorteil der optimierten Platzierungen gegenüber einer regelmäßigen Anordnung mit der gleichen Anzahl und Größe der piezoelektrischen Elementen. Insofern stellt sich die Frage nach der Ursache für dieses Resultat.

Die Beobachtung spricht dafür, daß erstens die in die Platte eingebrachte Schwingungsenergie nahezu homogen über die Plattenfläche verteilt ist, d. h. die Wirksamkeit der piezoelektrischen Elemente letztendlich überall ähnlich ausfällt. Die naheliegende Begründung für dieses Verhalten liefert die Tatsache, daß die Teststruktur eine endliche unversteifte Stahlplatte mit einer sehr geringen strukturellen Dämpfung von lediglich  $\xi = 0,15\%$  darstellt (siehe dazu Kapitel 5.3). Durch die reflektierenden Randbedingungen treten so nahezu ausschließlich stehende Wellen auf, d. h. die Platte antwortet auf eine mechanische Anregung mit einer Vielzahl von Eigenschwingungen. Dies hat zur Folge, daß auf der Platte die eingebrachte Schwingungsenergie sehr gleichmäßig über die Fläche verteilt ist. Dadurch spielt die Position, an der eine zusätzliche Dämpfung durch die piezoelektrischen Elemente mit angeschlossenem negativem Kapazitätsnetzwerk aufgebracht wird, nur eine untergeordnete Rolle, so lange sich das piezoelektrische Element nicht exakt auf einer Knotenlinie befindet.

Zweitens erstreckt sich der beobachtete Frequenzbereich mit einer maximal betrachteten Frequenz von 2 kHz über einen Bereich, in dem eine Vielzahl von Moden vorkommen. In der Simulation liefert die Modalanalyse z. B. 173 Eigenwerte in diesem Frequenzbereich. Aufgrund der Mittelung der Spektren in Terzbändern werden Unterschiede in der Dämpfung einzelner Moden verschmiert, so daß im Mittel in jedem Frequenzband eine Dämpfung vorhanden ist. Zusätzlich sind die Ordnungen der Moden so hoch, daß die elektromechanische Kopplung der piezoelektrischen Elemente an einer Vielzahl von Stellen der Platte ähnlich hohe Werte erreicht, da es eine große Zahl an Schwingungsbäuchen gibt. Im Verhältnis mit der Wellenlänge von Strukturschwingungsformen sind die meisten Moden mit den verwendeten piezoelektrischen Elementen hinsichtlich ihrer Größe beobachtbar und auch steuerbar. Insofern spielt es keine Rolle, welche der Stellen mit einem piezoelektrischen Element bestückt ist. Aus den genannten Gründen ist die Unabhängigkeit der Wirkung von der Platzierung nachvollziehbar.

Drittens sind die Ergebnisse des Platzierungsalgorithmus immer in Relation zur gewählten Zielfunktion für die Optimierung zu sehen. Sowohl bei der Reduktion der Amplitude der Schall- als auch der Schwingungsleistung ist der aufsummierte Gesamtpegel im betrachteten Frequenzband als Bewertungskriterium verwendet worden. Dabei ist zu beachten, daß somit der Gesamtpegel im Wesentlichen von den Eigenschwingungen der Platte mit den größten Amplituden von Schall- und Schwingungsleistung dominiert wird. Da die Pegel der Systemantwort, bedingt durch die strukturelle Dämpfung, mit steigender Frequenz immer geringer werden, besitzen sie bei der Berechnung der Zielfunktion nur einen kleinen Einfluß. Bei der gewählten Anregung dominieren somit niederfrequente Schwingungen mit hoher Amplitude den Gesamtpegel. Aus dem Grund ist es nachvollziehbar, daß die angepaßten Platzierungen im höheren Frequenzbereich keine wesentlich anderen Resultate liefern, als nicht angepaßte Platzierungen.

Im Gegensatz dazu konnte in der simulativen Verifikation des Platzierungsalgorithmus in Kapitel 5.6.2 nachgewiesen werden, daß zumindest niederfrequent ein deutlicher Einfluß der Anordnung der piezoelektrischen Elemente bei den betrachteten Moden vorhanden ist. Aus den vorstehend genannten Gründen ist die Anordnung jedoch bei der Berücksichtigung des gesamten Frequenz- und Modenbereiches nur von geringer Bedeutung.

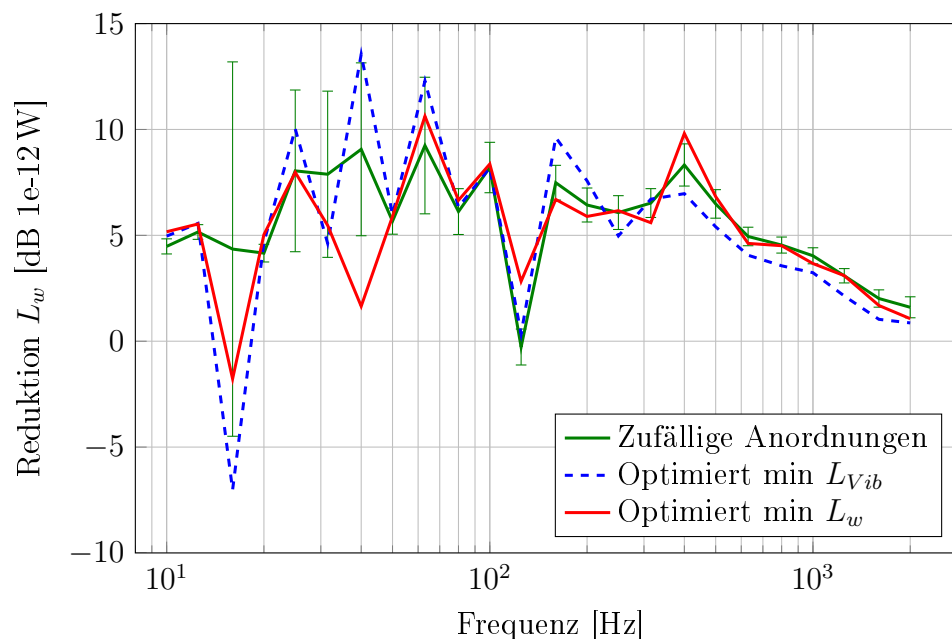
#### 5.9.4. Statistische Betrachtung des Anordnungseinflusses

Angesichts der Diskrepanz zwischen den Auswirkungen der angepaßten Platzierungen in unterschiedlichen Moden- und Frequenzbereichen stellt sich die Frage, inwieweit sich durch die Anordnung der piezoelektrischen Elemente die Dämpfungswirkung über der Frequenz im Beispiel der Platte überhaupt beeinflussen läßt. Aufschluß darüber kann durch eine statistische Betrachtung im Sinne einer Monte-Carlo-Simulation gegeben werden.

Dazu werden eine Anzahl verschiedener, zufälliger Anordnungen der piezoelektrischen Elemente simuliert und die jeweiligen Reduktionen der Schall- und Schwingungsleistung betrachtet. Daraufhin lassen sich die Mittelwerte und Schwankungsbreiten für alle simulierten Anordnungen in den jeweiligen Terzbändern unabhängig voneinander vergleichen. Große Schwankungsbreiten lassen dabei den Schluß zu, daß die Anordnung der piezoelektrischen Elemente in dem Frequenzband von Bedeutung ist.

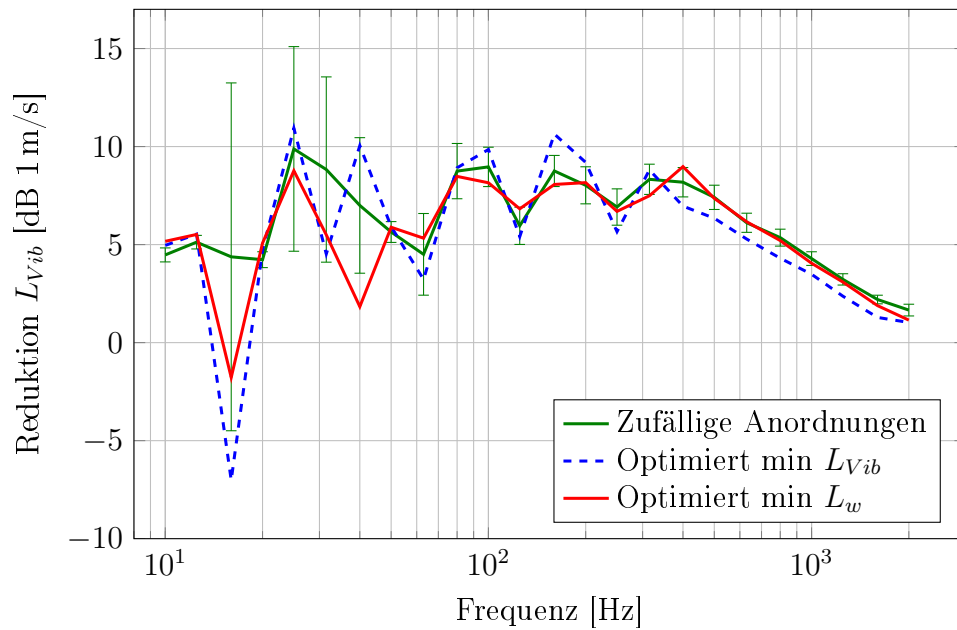
Diese Untersuchung wird mit einer Anzahl von 10000 zufälligen Anordnungen von zehn piezoelektrischen Elementen mit einer Größe von  $100 \times 60$  mm durchgeführt. Alle Parameter der negativen Kapazitätsschaltung sind identisch mit denen, die in den vorhergehenden Untersuchungen verwendet wurden, um die Resultate vergleichen zu können. In der Überlagerung der Platzierungen in Abbildung D.34 im Anhang unter D.2.5 ist dabei zu erkennen, daß die gesamte Plattenoberfläche gleichmäßig belegt ist, so daß davon ausgegangen werden kann, daß die simulierten Anordnungen den gesamten Platzierungsraum nutzen.

Für diese Auswahl an zufälligen Anordnungen werden für jedes Terzband einzeln die mittlere Reduktion des Schalleistungs- bzw. Schwingungsleistungspegels sowie deren Standardabweichung bestimmt. Die Verläufe sind den Abbildungen 5.54 für die Schalleistungsreduktion sowie 5.54 für die Schwingungsleistungsreduktion zu entnehmen. Zum Vergleich sind zudem die Verläufe für die beiden angepaßten Platzierungen aus Kapitel 5.6.4 in blau und rot hinterlegt.



**Abbildung 5.54.:** Mittelwert und Standardabweichung der Schalleistungsreduktion bei 10000 zufälligen Platzierungen





**Abbildung 5.55.:** Mittelwert und Standardabweichung der Schwingungsleistungsreduktion bei 10000 zufälligen Platzierungen

Generell ist festzustellen, daß sich die Trends in beiden Abbildungen nicht nennenswert zwischen der Reduktion der Schall- bzw. der Schwingungsleistung unterscheiden. Größere Werte der Standardabweichung, die auf einen Einfluß der Anordnung der piezoelektrischen Elemente auf die Dämpfungswirkung schließen lassen, existieren nur im unteren Frequenzbereich bis 500 Hz. Darüber sind die Standardabweichungen mit weniger als 1 dB sehr gering. Zudem liegend die Mittelwerte der zufälligen Platzierungen und die Kurven der angepaßten Anordnungen nahezu übereinander.

Unterhalb von 500 Hz ist bei beiden angepaßten Platzierungen zu erkennen, daß sie bei manchen Terzspektren oberhalb der Mittelwerte der zufälligen Platzierungen, teils sogar oberhalb der Standardabweichung liegen. Demzufolge kann hier ein Einfluß der Optimierung angenommen werden. Dabei ist zu beachten, daß die Mittelwerte der Reduktion von Schall- und Schwingungsleistung der zufälligen Platzierungen für jede Frequenz einzeln bestimmt wurden.

Daraus läßt sich der Schluß ableiten, daß die Platzierung der piezoelektrischen Elemente nur bis zu einer maximalen, von der Strukturdynamik und der Größe der individuellen piezoelektrischen Elemente abhängigen Frequenz zu beachten ist. Darüber ist der Einfluß so gering, daß er zu vernachlässigen ist.

### 5.9.5. Konsequenzen bezüglich Anzahl, Fläche und Anordnung der piezoelektrischen Elemente

Die wesentlichen Schlußfolgerungen bezüglich der Anzahl und Fläche der piezoelektrischen Elemente sind bereits in Kapitel 5.9.2 gezogen worden, insofern wird an dieser Stelle nicht noch einmal darauf eingegangen. Für diese beiden Parameter sind die Tendenzen eindeutig.

Bezüglich der Anordnung der piezoelektrischen Elemente auf der Struktur ist, nach den Resultaten der durchgeführten Untersuchungen zu urteilen, davon auszugehen, daß sie nur bis zu einer bestimmten Frequenz einen Einfluß auf die Amplitudenreduktion von Schall- und Schwingungsleistung aufweist. Diese Frequenz hängt dabei sowohl von der Strukturdynamik, d. h. modaler Dichte und Wellenlänge, sowie der Größe der individuellen piezoelektrischen Elemente ab. Es konnte festgestellt werden, daß die Anpassung der Anordnung der piezoelektrischen Elemente unter Betrachtung einzelner Moden in niedrigen Frequenzen, bei denen die Wellenlängen der Mode größer als die Ausdehnung der Elemente sind, die Amplitudenreduktion von Schall- oder Schwingungsleistung selektiv verbessert. Bei der Betrachtung des gesamten Frequenz- und Modenbereiches spielte die Anordnung hingegen keine Rolle.

Zusammenfassend läßt sich feststellen, daß der Einfluß der Anordnung somit für eine Zunahme der Modenzahl bzw. eines breiteren Frequenzbereiches bei gering gedämpften Strukturen zurückgeht bzw. ganz verschwindet, wie anhand der unversteiften Platte festgestellt werden konnte. Aus diesem Grund ist die Anordnung nur bei geringen Betriebsfrequenzen oder einzelnen relevanten Moden zu beachten. Insofern ist es sinnvoll, den Platzierungsalgorithmus nur im Rahmen des für die jeweilige Struktur relevanten Frequenzbereiches zu nutzen, in dem die Anordnungsabhängigkeit besteht. Dadurch läßt sich zudem die Rechenzeit für die Durchführung des Algorithmus verkürzen, da nur der Frequenzbereich modelliert werden muß, in dem die Abhängigkeit von der Anordnung tatsächlich gegeben ist. Im Beispiel in dieser Arbeit hätte demzufolge ein Frequenzbereich von 0...500 Hz gegenüber dem betrachteten Frequenzbereich von 0...2 kHz ausgereicht, was die Rechenzeit um einen Faktor vier verringert hätte.

Inwieweit die Feststellung der Platzierungsunabhängigkeit bei höheren Frequenzen auch bei anderen Strukturen, z. B. mit Versteifungen oder höherer struktureller Dämpfung, noch zutrifft, kann aufgrund der durchgeführten Untersuchungen nicht abschließend beantwortet werden. Zu erwarten wäre, daß Versteifungen, wie z. B. Stringer und Spanten in Flugzeuggrumpfstrukturen, einerseits die Geometrie der Moden stark beeinflussen und andererseits die modale Dichte der resultierenden Hautfelder signifikant verringern. Insofern erscheint bei diesen Strukturen eine höhere Abhängigkeit von der Platzierung auch bei größeren Frequenzbereichen möglich. Gleiches gilt bei Strukturen mit erhöhter struktureller Dämpfung, bei denen die Verteilung der Schwingungsenergie nicht so gleichmäßig ist und dadurch ebenfalls eine Abhängigkeit von der konkreten Position der piezoelektrischen Elemente entsteht. Es wäre an dieser Stelle zu erwarten, daß die besten Platzierungen in dem Fall an den Einleitungspunkten der Erregerkräfte liegen, da die Schwingungsenergie mit größerem Abstand dazu abklingt.

Somit kann das eingangs formulierte Ziel, Tendenzen und Abhängigkeiten der mit multiplen, mit individuellen negativen Kapazitätsnetzwerken beschalteten piezoelektrischen Elementen bedämpften Strukturen bezüglich Anzahl, Fläche und Anordnung der Elemente aufzuzeigen, als erfüllt betrachtet werden.

## 6. Zusammenfassung

Das Ziel der Arbeit bestand darin, durch die Weiterentwicklung und Steigerung der Leistungsfähigkeit der negativen Kapazitätsschaltung selbst, sowie durch die Untersuchung der Einflüsse der Platzierung der piezoelektrischen Elemente, d. h. Anzahl, Fläche und Anordnung, eine Methode zur Verbesserung der strukturdynamischen und akustischen Eigenschaften insbesondere von Schalenstrukturen bereitzustellen.

Basierend auf Literaturquellen und eigenen Vorversuchen konnten drei zentrale Forderungen abgeleitet werden, deren Erfüllung für die Dämpfung von flächigen Strukturen im Sinne der Verbesserung der akustischen und strukturdynamischen Eigenschaften mittels piezoelektrischer Elemente abseits von einfachen Laborversuchen erforderlich ist. Diese werden im Folgenden genannt, um die bisherigen Einschränkungen bei der Anwendung der Dämpfung mit piezoelektrischen Elementen und angeschlossenen negativen Kapazitätsnetzwerken noch einmal zu verdeutlichen.

1. Erhöhung der Amplitude der Ausgangsamplitude der negativen Kapazität zur Ausnutzung des Betriebsspannungsbereiches piezoelektrischer Elemente
2. Robustheitssteigerung der negativen Kapazität durch adaptive Betriebspunkteinstellung
3. Untersuchung der Auswirkungen von Anzahl, Fläche und Anordnung der piezoelektrischen Elemente auf die erreichbare Reduktion der Schwingungsamplitude bzw. Schalleistung sowie der Möglichkeit der zielfunktionsbasierten Anpassung der Anordnung

Die Anpassung des Betriebsspannungsbereiches der negativen Kapazität wurde durch den Entwurf einer geeigneten hochspannungstauglichen Elektronik erfüllt. Die Hochspannungseignung wird dabei im Wesentlichen durch zwei Maßnahmen erreicht. Erstens wird eine Hochspannungsendstufe verwendet, die die Ausgangsspannung des in der Schaltung verwendeten Standard-OPV auf die erforderlichen Level anhebt. Zweitens sichern Spannungsteiler an den Eingängen des OPV, daß die Eingangsspannungen im zulässigen Bereich des OPV bleiben. Basierend auf diesem Konzept wurde ein Prototyp der Schaltung aufgebaut, mit dem die Ausnutzung des Betriebsbereiches eines 0,2 mm dicken DuraAct Piezoaktoren von 6 % auf 100 % gegenüber der bisher in der Literatur verwendeten Standardschaltung erweitert werden konnte. Diese Schaltung, jetzt mit einer maximalen Betriebsspannung von  $-100\text{ V}$  bis  $+400\text{ V}$  betreibbar, wurde erfolgreich an einem schwingenden Balken getestet. Es konnte gezeigt werden, daß nun auch bei hohen Schwingungsamplituden, die mehrfach oberhalb der Übersteuerungsgrenze der in der Literatur verwendeten Standardschaltungen liegen, eine Dämpfung bei weitgehend linearem Verhalten der Schaltung möglich ist. Damit kann die erste Maßnahme für sich als erfüllt betrachtet werden.

Für die Steigerung der Robustheit wurde ein Konzept für eine adaptive negative Kapazitätsschaltung entworfen, bei dem der Betriebspunkt der Schaltung, d. h. das für die Dämpfung wesentliche Kapazitätsverhältnis  $C_{neg}/C_{PZT}$ , automatisch im Betrieb auf den jeweils günstigen Wert justiert wird. Für diese Funktion sind anhand einer Stabilitätsanalyse der negativen

Kapazitätsschaltung Einstellkriterien abgeleitet worden, die mit nur wenigen zu messenden elektrischen Spannungen im Netzwerk als Eingangsgröße auskommen. Ziel ist dabei, das Kapazitätsverhältnis so einzustellen, daß der zur Verfügung stehende Ausgangsspannungsbereich der negativen Kapazität möglichst weit ausgenutzt wird, d.h. daß  $C_{neg}/C_{PZT}$  möglichst am kritischen Wert liegt, bei dem gerade noch keine Instabilität oder Übersteuerung eintritt. Auch von diesem Konzept ist ein Prototyp gebaut worden, der im Anschluß an einem schwingenden Balken vermessen wurde. Dabei konnte gezeigt werden, daß die automatische Einstellung sowohl im Fall der elektrischen Instabilität, als auch bei Übersteuerung der negativen Kapazitätsschaltung infolge hoher mechanischer Schwingungsamplituden innerhalb weniger Meßzyklen das korrekte Kapazitätsverhältnis für einen stabilen und linearen Betrieb einstellt. Zudem wurde nachgewiesen, daß der Anteil der Oberschwingungen durch die Anpassung des Kapazitätsverhältnisses geringer wird. Somit kann ebenfalls die zweite Maßnahme als erfüllt betrachtet werden.

Zum Abschluß der hardwarebezogenen Arbeiten wurde ein Konzept für eine negative Kapazität entwickelt, die beide vorab für sich betrachteten und umgesetzten Maßnahmen - die Anpassung des Betriebsspannungsbereiches sowie die Robustheitssteigerung durch adaptive Einstellung des Kapazitätsverhältnis - in einer einzigen, hochspannungsgeeigneten adaptiven negativen Kapazitätsschaltung vereint. Ebenfalls wurde für diese Schaltung ein Prototyp realisiert, an dem nachgewiesen werden konnte, daß die adaptive Einstellung auch bei hohen Arbeitsspannungen funktioniert. Dadurch konnte ein wesentlicher Beitrag zur Weiterentwicklung und Leistungssteigerung der negativen Kapazitätsschaltung im Sinne des praktischen Einsatzes zur Dämpfung flächiger Strukturen geleistet werden.

Zur Untersuchung des Einflusses von Größe, Anzahl und Anordnung der piezoelektrischen Elementen wurde zunächst ein mathematisches Modell hergeleitet, mit dem die Auswirkungen von piezoelektrischen Elementen mit angeschlossenen elektrischen Netzwerken simulativ ermittelt werden können. Im Sinne geringer Rechenzeiten wird dafür ein modales Modell der Struktur verwendet, in dem die elektromechanische Kopplung der piezoelektrischen Elemente ebenfalls mit modalen Kennwerten erfolgt. Dieses Berechnungsmodell wurde mit Messungen einem mit einer einzelnen negativen Kapazitätsschaltung versehenen Biegebalken verifiziert und anschließend in einen Algorithmus zur zielfunktionsbasierten Platzierung der piezoelektrischen Elemente integriert. Somit ist es jetzt möglich, angepaßte Anordnungen der piezoelektrischen Elemente mit dem Ziel minimaler Schall- oder Schwingungsleistung zu erzeugen.

Als Testobjekt für die Untersuchungen mit mehreren piezoelektrischen Elementen fand eine Plattenstruktur Anwendung, die in den Ecken eingespannt ist. Aus Gründen der Modellierung kommt eine isotrope Metallplatte mit  $800 \times 600 \times 2$  mm Größe zur Anwendung. Auf dieser Basis wird mit regelmäßiger Anordnung der piezoelektrischen Elemente an zehn Stellen untersucht, wie sich die Größe und die Anzahl, d. h. Unterteilung der Platzierungsstellen in verschiedene, individuell beschaltete Bereiche äußert. Dabei konnte simulativ festgestellt werden, daß die Dämpfungswirkung bei größerer Fläche der piezoelektrischen Elemente bei niedrigen Frequenzen steigt, während sie bei hohen Frequenzen geringer wird. Hinsichtlich der Erhöhung der Anzahl der Elemente bei konstanter Gesamtfläche liefert die Simulation insbesondere bei hohen Frequenzen bessere Dämpfungsergebnisse. Auf Basis dieser, mit dem hergeleiteten Modell gewonnenen Erkenntnissen läßt sich feststellen, daß ein aufgabenspezifischer Kompromiß bezüglich der Anzahl und Fläche der piezoelektrischen Elemente zu treffen ist, der die angestrebte Dämpfungswirkung und die notwendige Masse der Aktoren sowie der negativen Kapazitätsnetzwerke berücksichtigt.

---

Zur Untersuchung der Abhängigkeit der Dämpfungsergebnisse von der Platzierung bei konstanter Größe und Anzahl wurde eine Anpassung für minimale Schall- und Schwingungsleistung durchgeführt. Dazu wurde das eigens hergeleitete und verifizierte Simulationsmodell für mehrere, auf einer Struktur aufgebrachter piezoelektrischer Elemente mit negativen Kapazitäten in ein Optimierungswerkzeug integriert, mit dem sich angepasste Anordnungen piezoelektrischer Elemente erstellen lassen. Dabei konnte zunächst an einem prägnanten Beispiel mit wenigen Schwingungsmoden nachgewiesen werden, daß die Anordnung der piezoelektrischen Elemente einen Einfluß auf die Reduktion von Schalleistung und Schwingungsamplitude besitzt und sich dieser Einfluß auch durch Anpassen der Platzierung zur zielgerichteten Beeinflussung einer dieser Größen nutzen läßt. Im Gegensatz dazu zeigte sich jedoch für die Anpassung der Anordnungen über den gesamten betrachteten Frequenzbereich von 0...2 kHz für minimale Schall- oder Schwingungsleistung, daß der Einfluß der Anordnung bei dem betrachteten Beispiel als gering anzusehen ist.

Anschließend wurden, basierend auf den beiden angepassten Platzierungen, Platten zur experimentellen Untersuchung realisiert und im Akustikprüfstand vermessen. Dabei konnte die Simulation einerseits dahingehen verifiziert werden, daß die simulativ und experimentell ermittelten Amplitudenreduktionen von Schall- und Schwingungsleistung nahezu deckungsgleich sind. Zum Anderen wurde dabei das simulativ ermittelte Resultat bestätigt, daß die Anordnung der piezoelektrischen Elemente auf der Struktur nur eine geringe Einflußgröße darstellt, wenn sie über den gesamten Frequenzbereich betrachtet wird. Im Experiment sind die Amplitudenreduktionen insbesondere bei höheren Frequenzen nahezu identisch für beide Anordnungen.

Um der Frage nachzugehen, bis zu welcher Frequenz die Anordnung der piezoelektrischen Elemente eine Relevanz für die erreichbaren Amplitudenreduktionen aufweist, wurde eine statistische Betrachtung zufälliger Anordnungen im Sinne einer Monte-Carlo-Simulation durchgeführt. Anhand von 10000 Einzelanordnungen konnte dabei festgestellt werden, daß die Standardabweichung der einzelnen Terzbänder nur bis zu einer Frequenz von 500 Hz Werte aufweist, die auf eine Variabilität der Amplitudenreduktion in Folge der Anordnung schließen lassen. Oberhalb dieser Frequenz ist die Standardabweichung mit Werten unterhalb von einem dB so gering, daß die Anordnung keine Rolle spielt und demzufolge nicht berücksichtigt werden muß. Somit ist festzustellen, daß die Betrachtung der Anordnung und damit deren Optimierung stets nur in einem relevanten Frequenzband sinnvoll ist.

Zusammenfassend kann die dritte Maßnahme somit bezüglich der Anzahl und Fläche der piezoelektrischen Elemente als vollumfänglich erfüllt betrachtet werden. Hinsichtlich der Anordnung der Elemente ist eine Abhängigkeit der Dämpfung mit den genannten Einschränkungen existent, wobei jedoch auf Basis der durchgeführten Analysen noch keine abschließenden Aussagen möglich sind.

Anschließend wurde die durch piezoelektrische Elemente mit negativen Kapazitätsschaltungen erzeugte Dämpfung experimentell mit passiver CLD-Folie verglichen. Dabei wurde festgestellt, daß die CLD-Folie verglichen mit der negativen Kapazität insbesondere hochfrequent höhere Amplitudenreduktionen erzeugt, wenn sie vollflächig aufgeklebt wird. Dieser Effekt ist zudem bei der Schwingungsleistung gegenüber der Schalleistung stärker ausgeprägt. Im Vergleich mit der Simulation einer vollflächigen Anordnung von 300 piezoelektrischen Elementen mit negativen Kapazitätsnetzwerken ist festzustellen, daß diese eine höhere flächenbezogene Dämpfung aufweisen, d.h. ihr Einsatz ist insbesondere sinnvoll, wenn die verfügbare Fläche die limitierende Größe für Dämpfungsmaßnahmen darstellt.

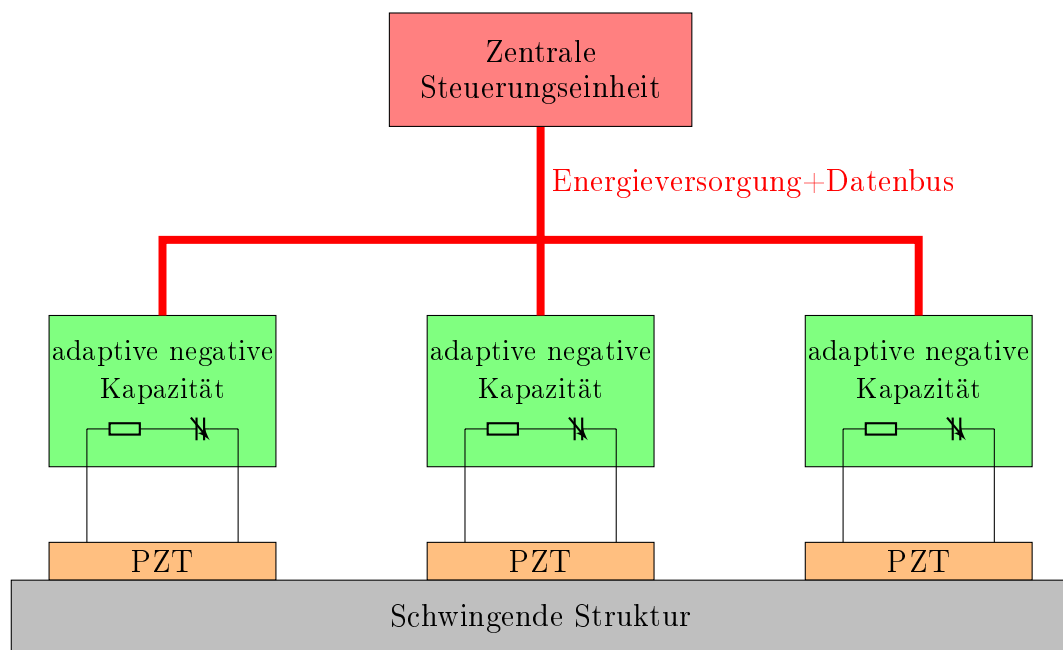
Die so gewonnenen Aussagen zur Platzierung piezoelektrischer Elemente mit negativen Kapazitäten liefern wesentliche Ansätze zur Entscheidungsfindung über mögliche praktische Anwendungsfälle, wobei weitere Untersuchungen zur Verallgemeinerung der in dieser Arbeit an einer Beispielstruktur gewonnenen Erkenntnisse unumgänglich sind.

## 7. Ausblick

Anhand der dargelegten Ergebnisse lassen sich offene Fragestellungen und weitere Schritte ableiten, mit deren Hilfe das Konzept der Dämpfung mit piezoelektrischen Elementen und negativen Kapazitätsnetzwerken weiter in Richtung Anwendungsreife gebracht werden kann.

Bezüglich der vorgestellten Verbesserungsmaßnahmen an der negativen Kapazitätsschaltung selbst bestehen die nächsten Aufgaben darin, die als Prototyp fertiggestellte hochspannungstaugliche und adaptive negative Kapazitätsschaltung gemäß Kapitel 3.5 zu miniaturisieren und schaltungstechnisch in einen seriennahen Stand zu bringen. Dabei ist es zudem sinnvoll, den Arbeitsbereich der Schaltung auf den gesamten hörbaren Frequenzbereich des Menschen zu erweitern, was mit den Randbedingungen des Prototypen nicht möglich war. Dadurch kann das Einsatzspektrum der Schaltung auch auf Anwendungen erweitert werden, die einen höheren Frequenzbereich benötigen, als die in Kapitel 5 betrachtete Platte. Dazu kann z. B. das eingangs in den Voruntersuchungen gezeigte, gedämpfte Kreissägeblatt gezählt werden.

Darüber hinaus wird zur Dämpfung einer realen Struktur stets ein System von mehreren piezoelektrischen Elementen mit individuellen negativen Kapazitätsnetzwerken erforderlich sein, wie es bereits in Kapitel 5 grundsätzlich betrachtet wurde. Um Störungen der Einzelelemente untereinander auszuschließen, bietet sich deren Vernetzung über einen Bus mit zentraler Steuerungseinheit an. Ein mögliches Konzept hierfür zeigt Abbildung 7.1 für ein System mit drei individuellen Netzwerken.



**Abbildung 7.1.:** Systemkonzept mit mehreren individuellen Netzwerken und gemeinsamer Steuereinheit

Mit einem solchen System könnten Strukturbauteile, z.B. Flugzeugseitenwände, Autodächer, Gehäusewände etc. mit piezoelektrischen Elementen effizient schwingungs- und schallgedämpft werden. Dabei ergäbe sich durch die adaptive Einstellung auch die Möglichkeit einer Nachrüstung mit einem integrierten Bauteil, das das piezoelektrische Element und alle Elektronik in einer Baugruppe enthält.

Mit der Weiterentwicklung und Miniaturisierung der Elektronik können zudem präzisere Aussagen über deren Masse und Volumen getroffen werden. Genau diese Informationen sind als Eingangsgrößen in eine Zielfunktion erforderlich, die die Effizienz der Dämpfung bezogen auf diese Größen bewerten kann. Damit ist es möglich, neben der Anpassung der reinen Anordnung, wie in der Arbeit geschehen, auch Anzahl und Gesamtgröße der piezoelektrischen Elemente für eine konkrete Anwendung zu optimieren. Auf diese Weise lassen sich maßgeschneiderte Lösungen unter Beachtung der jeweiligen Einsatzspezifik gewinnen.

Offen geblieben ist die Frage nach der Möglichkeit, zielgerichtet die Minimierung der Schalleistung mit der Konfiguration der piezoelektrischen Elemente zu erreichen. Im Rahmen der Ergebnisse dieser Arbeit erscheint deren gezielte Beeinflußbarkeit gering. Inwieweit jedoch die gewählte Teststruktur dafür verantwortlich ist, kann nur in weiteren Untersuchungen geklärt werden, die über die Zielsetzung dieser Arbeit hinausgehen. Insbesondere im Hinblick auf reale Strukturen mit Verstärkungen, z.B. Stringern oder Spanten bzw. erhöhter struktureller Dämpfung durch Gleitebenen innerhalb der Struktur ist zu erwarten, daß das strukturdynamische und akustische Verhalten komplexer wird.

Andererseits könnte untersucht werden, welchen Einfluß die zielgerichtete Dämpfung von schall- und schwingungsrelevanten Moden einer komplexen Struktur unter realen Anregungsbedingungen in einem weiten Frequenzbereich aufweist. Diese Möglichkeiten ergeben sich auf Basis der verbesserten adaptiven und hochspannungstauglichen negativen Kapazitäten in Verbindung mit einer intelligenten Vernetzung derselben, wie in Abbildung 7.1 prinzipiell gezeigt.



# Literaturverzeichnis

- [1] AVR-GCC-Tutorial / Der UART. *verfügbar bei* [http://www.mikrocontroller.net/articles/AVR-GCC-Tutorial/Der\\_UART](http://www.mikrocontroller.net/articles/AVR-GCC-Tutorial/Der_UART) (zuletzt abgerufen 2014/09/18)
- [2] 3M INDUSTRIAL ADHESIVES AND TAPES DIVISION: Damping Foil 2552. *verfügbar bei* <http://multimedia.3m.com/mws/mediawebserver?mwsId=66666UF6EVsSyXTt5xfXo8s6EVtQEVs6EVs6EVs6E666666--> (zuletzt abgerufen 2014/08/29)
- [3] ALLEMANG, Randall J.: The modal assurance criterion—twenty years of use and abuse. In: *Sound and vibration* 37 (2003), Nr. 8, S. 14–23
- [4] ALLEMANG, RJ: Vibrations: Experimental Modal Analysis; Structural Dynamics Research Laboratory; University of Cincinnati / UC-SDRL-CN-20-263-663/664. 1998. – Forschungsbericht
- [5] ANTONIOU, A.: Realisation of gyrators using Operational Amplifiers and their use in RC-active-network synthesis / DTIC Document. 1969. – Forschungsbericht
- [6] ARMAND DU PLESSIS: Taipei 101 Tuned Mass Damper 2010. *verfügbar bei* [http://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/thumb/7/7c/Taipei\\_101\\_Tuned\\_Mass\\_Damper\\_2010.jpg/1920px-Taipei\\_101\\_Tuned\\_Mass\\_Damper\\_2010.jpg](http://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/thumb/7/7c/Taipei_101_Tuned_Mass_Damper_2010.jpg/1920px-Taipei_101_Tuned_Mass_Damper_2010.jpg) (zuletzt abgerufen 2014/09/08)
- [7] ATMEL CORPORATION: 8-bit Atmel with 8 kBytes In-System Programmable Flash ATmega8 ATmega8L. *verfügbar bei* [http://www.atmel.com/images/atmel-2486-8-bit-avr-microcontroller-atmega8\\_l\\_datasheet.pdf](http://www.atmel.com/images/atmel-2486-8-bit-avr-microcontroller-atmega8_l_datasheet.pdf) (zuletzt abgerufen 2014/09/08)
- [8] AUBERT, Allan ; HOWLE, Art: Design issues in the use of Elastomers in Automotive Tuned Mass Dampers / SAE Technical Paper. 2007. – Forschungsbericht
- [9] BEHRENS, S. ; FLEMING, AJ ; MOHEIMANI, SOR: A broadband controller for shunt piezoelectric damping of structural vibration. In: *Smart materials and structures* 12 (2003), S. 18
- [10] BEHRENS, S. ; MOHEIMANI, SOR ; FLEMING, AJ: Multiple mode current flowing passive piezoelectric shunt controller. In: *Journal of Sound and Vibration* 266 (2003), Nr. 5, S. 929–942
- [11] CHUNG, Lap-Loi ; WU, Lai-Yun ; HUANG, Hsu-Hui ; CHANG, Chung-Hsin ; LIEN, Kuan-Hua: Optimal design theories of tuned mass dampers with nonlinear viscous damping. In: *Earthquake Engineering and Engineering Vibration* 8 (2009), Nr. 4, S. 547–560
- [12] CIMINELLO, M. ; CALABRÒ, A. ; S., Ameduri ; CONCILIO, A.: Synchronized Switched Shunt Control Technique Applied on a Cantilevered Beam: Numerical and Experimental Investigations. In: *Journal of intelligent material systems and structures* 19 (2008), S.

1089–1100

- [13] CIMINELLO, M. ; GHIGLIONE, D. ; S., Ameduri ; CONCILIO, A. ; DESMET, W.: Noise reduction in coupled vibro-acoustic systems using switched shunt control. In: *Adaptronik Congress*, 2009
- [14] CORNELL DUBILIER ELECTRONICS INC.: *Aluminum Electrolytic Capacitor Application Guide*. Liberty, South Carolina, 2013
- [15] DE MARNEFFE, B. ; PREUMONT, A.: Vibration damping with negative capacitance shunts: theory and experiment. In: *Smart Materials and Structures* 17 (2008), S. 035015
- [16] DIGIKEY CORP.: PA98, PA98A Power Operational Amplifiers. *verfügbar bei* <http://www.digikey.de/product-detail/de/PA89/598-1329-ND/1761953> (*zuletzt abgerufen* 2014/07/22)
- [17] ELLIOTT, Stephen: *Signal processing for active control*. Academic press, 2000
- [18] EPCOS AG: P 36x22 Core and accessories. *verfügbar bei* [http://www.epcos.de/inf/80/db/fer\\_13/p\\_36\\_22.pdf](http://www.epcos.de/inf/80/db/fer_13/p_36_22.pdf) (*zuletzt abgerufen* 2014/09/08)
- [19] FAHY, Frank J. ; GARDONIO, Paolo: *Sound and structural vibration: radiation, transmission and response*. Academic press, 2007
- [20] FEDERAU, Joachim ; PROF. DR. ING. OTTO MILDENBERGER (Hrsg.): *Operationsverstärker - Lehr- und Arbeitsbuch zu angewandten Grundsaltungen*. Viewegs Fachbücher der Technik, 1998
- [21] FUKADA, E. ; KIMURA, K. ; OKUBO, T. ; KODAMA, H. ; MOKRY, P. ; YAMAMOTO, K. u. a.: Sound isolation by piezoelectric polymer films connected to negative capacitance circuits. In: *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on* 11 (2004), Nr. 2, S. 328–333
- [22] FULLER, Christopher C. ; ELLIOTT, Sharon ; NELSON, Philip A.: *Active control of vibration*. Academic Press, 1996
- [23] FULLER, CR ; VON FLOTOW, AH: Active control of sound and vibration. In: *Control Systems, IEEE* 15 (1995), Nr. 6, S. 9–19
- [24] GÖBEL, Holger: *Einführung in die Halbleiter-Schaltungstechnik*. Springer DE, 2008
- [25] GOLDBERG, David E. u. a.: *Genetic algorithms in search, optimization, and machine learning*. Bd. 412. Addison-wesley Reading Menlo Park, 1989
- [26] HAASE, Thomas ; MISOL, Malte ; UNRUH, Oliver: Optimal placement of flat piezoactuators for an adaptive feedforward control system. In: *ICSV19 2012 , 08.-12. Juli 2012, Vilnius. Litauen*, 2012
- [27] HAERTLING, Gene H.: Ferroelectric ceramics: history and technology. In: *Journal of the American Ceramic Society* 82 (1999), Nr. 4, S. 797–818
- [28] HAGGENMILLER, Lenz: *Grundlagen der Leistungsverstärker*. [http://haggenmiller.name/resources/sc\\_lvst.pdf](http://haggenmiller.name/resources/sc_lvst.pdf). Version: 2000
- [29] HAGOOD, N.W. ; FLOTOW, A. von: Damping of structural vibrations with piezoelectric materials and passive electrical networks. In: *Journal of Sound and Vibration* 146 (1991), Nr. 2, S. 243–268

- 
- [30] HASKETT, T ; BREUKELMAN, B ; ROBINSON, J ; KOTTELENBERG, J: Tuned mass dampers under excessive structural excitation. In: *Report of the Motioneering Inc., Guelph, Ontario, Canada* (2004)
- [31] HENN, Hermann ; SINAMBARI, Gholam R. ; FALLEN, Manfred: *Ingenieurakustik: Physikalische Grundlagen und Anwendungsbeispiele*. Springer, 2008
- [32] HERTWIG, R.: Geräuschgeminderte Sägeblätter für Holz, Kunststoff und Aluminium / Berufsgenossenschaftliches Institut für Arbeitsschutz. 2007. – Forschungsbericht
- [33] HILLMAN, Craig: *Uprating of Ceramic Capacitors*. College Park, Maryland : DfR Solutions, 2013
- [34] HOLLKAMP, J.J.: Multimodal passive vibration suppression with piezoelectric materials and resonant shunts. In: *Journal of Intelligent Material Systems and Structures* 5 (1994), Nr. 1, S. 49–57
- [35] JANOCHA, Hartmut: *Actuators - Basics and Applications*. Springer, 2004
- [36] KEYE, S ; KEIMER, R ; HOMANN, S: A vibration absorber with variable eigenfrequency for turboprop aircraft. In: *Aerospace science and technology* 13 (2009), Nr. 4, S. 165–171
- [37] KIM, J. ; LEE, J. K.: Broadband transmission noise reduction of smart panels featuring piezoelectric shunt circuits and sound-absorbing material. In: *Journal of the Acoustical Society of America* 112 (2002), S. 990–998
- [38] KORDE, U.A. ; WICKERSHAM, M.A. ; CARR, S.G.: The effect of a negative capacitance circuit on the out-of-plane dissipation and stiffness of a piezoelectric membrane. In: *Smart Materials and Structures* 17 (2008), S. 035017
- [39] KUHNEN, Klaus: *Inverse Steuerung piezoelektrischer Aktoren mit Hysterese- Kriech- und Superpositionsoperatoren*, Universität Saarbrücken, Diss., 2001
- [40] LEFEUVRE, E. ; BADEL, A. ; PETIT, L. ; RICHARD, C. ; GUYOMAR, D.: Semi-passive piezoelectric structural damping by synchronized switching on voltage sources. In: *Journal of intelligent material systems and structures* 17 (2006), Nr. 8-9, S. 653–660
- [41] LUNZE, Jan: *Regelungstechnik 1: Systemtheoretische Grundlagen, Analyse und Entwurf einschleifiger Regelungen*. Bd. 1. Springer DE, 2005
- [42] MAHNKE, René: *Automatisierte Aktuatorplatzierung zur Minimierung der Lärmabstrahlung schwingender Strukturen*, Otto von Guericke Universität Magdeburg, Diplomarbeit, 2007
- [43] MARNEFFE, B. de: Active and passive vibration isolation and damping via shunted transducers. In: *These, Faculté des Sciences Appliquées, Université Libre de Bruxelles* (2007)
- [44] MASON, Warren P.: Piezoelectricity, its history and applications. In: *The Journal of the Acoustical Society of America* 70 (1981), Nr. 6, S. 1561–1566
- [45] MAXIM INTEGRATED: MAX4800, MAX4801, MAX4802 Low-Charge Injection, 8-Channel, High-Voltage Analog Switches. verfügbar bei <http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX4800-MAX4802.pdf> (zuletzt abgerufen 2014/08/05)
- [46] MOHEIMANI, SO R.: A survey of recent innovations in vibration damping and control using shunted piezoelectric transducers. In: *Control Systems Technology, IEEE*
-

- Transactions on* 11 (2003), Nr. 4, S. 482–494
- [47] MOKRY, P. ; FUKADA, E. ; YAMAMOTO, K.: Sound absorbing system as an application of the active elasticity control technique. In: *Journal of Applied Physics* 94 (2003), S. 7356–7362
- [48] NEUBAUER, M. ; HAN, X.: On the Maximum Damping Performance of Piezoelectric Switching Techniques. In: *ASME Conference on Smart Materials, Adaptive Structures and Intelligent Systems (SMASIS)* ASME, 2011
- [49] NEUBAUER, M. ; OLESKIEWICZ, R. ; POPP, K. ; KRZYZYNSKI, T.: Optimization of damping and absorbing performance of shunted piezo elements utilizing negative capacitance. In: *Journal of sound and vibration* 298 (2006), Nr. 1, S. 84–107
- [50] PARK, CH: Dynamics modelling of beams with shunted piezoelectric elements. In: *Journal of sound and vibration* 268 (2003), Nr. 1, S. 115–129
- [51] PARK, C.H. ; PARK, H.C.: Multiple-mode structural vibration control using negative capacitive shunt damping. In: *Journal of Mechanical Science and Technology* 17 (2003), Nr. 11, S. 1650–1658
- [52] PHILBRICK, G.A.: *Applications Manual for Computing Amplifiers for Modelling, Measuring, Manipulating & Much Else*. G. A. Philbrick Researches Inc., 1966
- [53] PI CERAMIC GMBH: DuraAct Piezoelectric Patch Transducers for Industry and Research. *verfügbar bei* [http://www.pi-portal.ws/index.php?option=com\\_docman&task=doc\\_download&gid=1050&Itemid=6](http://www.pi-portal.ws/index.php?option=com_docman&task=doc_download&gid=1050&Itemid=6) (zuletzt abgerufen 2013/01/22)
- [54] PI CERAMIC GMBH: DuraAct Flächenwandler Katalog Datenblatt. *verfügbar bei* [http://www.physikinstrumente.de/de/pdf/P876\\_Datenblatt.pdf](http://www.physikinstrumente.de/de/pdf/P876_Datenblatt.pdf) (zuletzt abgerufen 2013/01/22)
- [55] POHL, M.: Noise and vibration attenuation of a circular saw blade with applied piezoceramic patches and negative capacitance shunt networks. In: *ISMA Leuven, Belgium*, 2010
- [56] POHL, M. ; ROSE, M.: Vibration and noise reduction of a circular saw blade with applied piezoceramic patches and semi-active shunt networks. In: *Adaptronic Congress*, 2009
- [57] POHL, M. ; ROSE, M. ; BREITBACH, E. ; HESSELBACH, J. (Hrsg.): *Lärm- und Schwingungsreduktion eines Kreissägeblattes mit flächigen Piezokeramiken und hybriden elektrischen Netzwerken*. Shaker Verlag, 2011
- [58] POHL, M. ; WIEDEMANN, M.: Noise and Vibration Reduction with Hybrid Electronic Networks and Piezoelectric Transducers. In: *Adaptive, tolerant and efficient composite structures* (2013), S. 409–416
- [59] ROSE, Michael: Modale Korrekturmethode für die Platzierung von piezokeramischen Modulen / DLR Braunschweig. 2004. – Interner Bericht
- [60] ROSE, Michael: Modal based correction methods for the placement of piezoceramic modules. In: *ASME 2005 International Mechanical Engineering Congress and Exposition* American Society of Mechanical Engineers, 2005, S. 209–218
- [61] ROSE, Michael: Modelling of Piezoceramic Patches for Actuator Placement Strategies. In: *Proceedings of the ASME 2014 Smart Materials, Adaptive Structures and Intelligent Systems, September 8-10, 2014, Newport, Rhode Island, USA*, 2014

- 
- [62] SALJÉ, E. ; PLESTER, J.: Aktive Geräuschminderung beim Kreissägen. In: *European Journal of Wood and Wood Products* 42 (1984), Nr. 4, S. 137–140
- [63] SASCHA ALBRECHT, Oliver U. Thomas Haase H. Thomas Haase: Aufbau und Test einer Model-Updating Toolbox mit Matlab und Ansys / DLR Braunschweig / Otto von Guericke Universität Magdeburg. 2012. – Forschungsbericht
- [64] SCHLIENZ, Ulrich: Schaltnetzteile und ihre Peripherie. In: *Vieweg Friedr.+ Sohn Verlag* (2007)
- [65] SCHMIDT-WALTER, Heinz ; WENZEL, Holger: Dimensionierung von Schaltnetzteilen. *verfügbar bei* <http://schmidt-walter.eit.h-da.de/smps/smps.html> (zuletzt abgerufen 2014/06/23)
- [66] SCHUBERT, E ; KLASSEN, M ; ZERNER, I ; WALZ, C ; SEPOLD, G: Light-weight structures produced by laser beam joining for future applications in automobile and aerospace industry. In: *Journal of Materials Processing Technology* 115 (2001), Nr. 1, S. 2–8
- [67] SHMILOVITZ, Doron: On the definition of total harmonic distortion and its effect on measurement interpretation. In: *Power Delivery, IEEE Transactions on* 20 (2005), Nr. 1, S. 526–528
- [68] SINKE, J ; IACONO, C ; ZADPOOR, AA: Tailor made blanks for the aerospace industry. In: *International Journal of Material Forming* 3 (2010), Nr. 1, S. 849–852
- [69] SNYMAN, Jan: *Practical mathematical optimization: an introduction to basic optimization theory and classical and new gradient-based algorithms*. Bd. 97. Springer, 2005
- [70] TEXAS INSTRUMENTS INC.: LM124-N/LM224-N/LM324-N/LM2902-N Low Power Quad Operational Amplifiers. *verfügbar bei* <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm124-n.pdf> (zuletzt abgerufen 2013/01/22)
- [71] TEXAS INSTRUMENTS INC.: TL061, TL061A, TL061B, TL062, TL062A, TL062B, TL064, TL064A, TL064B Low Power JFET Input Operational Amplifiers. *verfügbar bei* <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl062.pdf> (zuletzt abgerufen 2013/01/22)
- [72] TEXAS INSTRUMENTS INC.: TL081, TL081A, TL081B, TL082, TL082A, TL082B, TL084, TL084A, TL084B JFET Input Operational Amplifiers. *verfügbar bei* <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl084.pdf> (zuletzt abgerufen 2013/01/22)
- [73] TEXAS INSTRUMENTS INC.: OPA445 High Voltage FET Input Operational Amplifier. *verfügbar bei* <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa445.pdf> (zuletzt abgerufen 2013/01/22)
- [74] TEXAS INSTRUMENTS INC.: TL494 Pulse-Width-Modulation Control Circuits. *verfügbar bei* <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl494.pdf> (zuletzt abgerufen 2014/09/08)
- [75] TORREZ-TORRES, M. Rose M. J. Zornemann Z. J. Zornemann: Damping of structural vibrations on a circular saw-blade dummy using an adaptive hybrid electromechanical network with piezoelectric devices. In: *Adaptronic Congress*, 2007
- [76] VALASEK, Joseph: Piezo-electric and allied phenomena in Rochelle salt. In: *Physical review* 17 (1921), Nr. 4, S. 475
- [77] VISATON GMBH & CO. KG: Grundlagen der Exciter-Technologie. *ver-*
-

- fübar bei [http://www.visaton.de/downloads/pdf/visaton\\_grundlagen\\_exciter.pdf](http://www.visaton.de/downloads/pdf/visaton_grundlagen_exciter.pdf) (zuletzt abgerufen 2014/06/03)
- [78] VISATON GMBH & CO. KG: Körperschallwandler / Structure-borne drivers EX45 S 8 Ohm. verfügbar bei [http://www.visaton.de/pdfexport/de/servicestr.form?pid=/pdfexport/pdf/ex45s\\_8.html](http://www.visaton.de/pdfexport/de/servicestr.form?pid=/pdfexport/pdf/ex45s_8.html) (zuletzt abgerufen 2014/06/03)
- [79] WIEDEMANN, M.: *Vorlesungsskript Adaptronik I*. Technische Universität Braunschweig, 2009
- [80] WIEDEMANN, M.: *Vorlesungsskript Adaptiver Leichtbau*. Technische Universität Braunschweig, 2011
- [81] WIEDEMANN, Martin ; SINAPIUS, Michael: *Adaptive, tolerant and efficient composite structures*. Springer, 2013
- [82] WIERACH, P. ; HENNIG, E. ; LINKE, S.: Piezocomposite Actuators Based on Multilayer Technology. In: *Adaptronic Congress*, 2009, S. 31–36
- [83] WU, S.Y.: Method for multiple mode piezoelectric shunting with single PZT transducer for vibration control. In: *Journal of intelligent material systems and structures* 9 (1998), Nr. 12, S. 991–998

# Anhang

## A. Mathematischer Anhang

### A.1. Linearisierte Gleichungen des piezoelektrischen Effektes

Sensorgleichung:

$$\begin{bmatrix} D_1 \\ D_2 \\ D_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 & 0 \\ d_{31} & d_{31} & d_{33} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \\ T_5 \\ T_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \epsilon_{11}^T & 0 & 0 \\ 0 & \epsilon_{11}^T & 0 \\ 0 & 0 & \epsilon_{33}^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

Aktorgleichung:

$$\begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \\ S_5 \\ S_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11}^{(E)} & s_{12}^{(E)} & s_{13}^{(E)} & 0 & 0 & 0 \\ s_{12}^{(E)} & s_{22}^{(E)} & s_{13}^{(E)} & 0 & 0 & 0 \\ s_{13}^{(E)} & s_{13}^{(E)} & s_{33}^{(E)} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & s_{33}^{(E)} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & s_{44}^{(E)} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2(s_{11}^{(E)} - s_{12}^{(E)}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \\ T_5 \\ T_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & d_{31} \\ 0 & 0 & d_{31} \\ 0 & 0 & d_{33} \\ 0 & d_{15} & 0 \\ 0 & d_{15} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

Bedeutung der Notation nach IEEE Standard für piezoelektrische Phänomene:

$$\begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \\ S_5 \\ S_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \epsilon_x \\ \epsilon_y \\ \epsilon_z \\ \gamma_{xy} \\ \gamma_{yz} \\ \gamma_{zx} \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \\ T_5 \\ T_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma_x \\ \sigma_x \\ \sigma_x \\ \tau_{xy} \\ \tau_{yz} \\ \tau_{zx} \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

## B. Schaltpläne und elektrische Details

### B.1. Hochspannungs-Spannungsversorgung

In Abbildung 3.6 in Kapitel 3.3.3 ist das Grundprinzip der Spannungsversorgung für die hochspannungstaugliche negative Kapazität bereits vorgestellt worden. Auf diese Weise wird eine symmetrische Aussteuerbarkeit am Ausgang des Netzwerkes ermöglicht, wobei gleichzeitig die Piezokeramik mit einem Gleichspannungsoffset beaufschlagt werden kann, damit es nicht zu Depolarisationen in Folge zu hoher elektrischer Felder gegen die Polarisationsrichtung kommt.

Dabei ist in Abbildung 3.6 aus Gründen der Übersicht nicht auf die Versorgung der für das Netzwerk notwendigen OPV (siehe *OP1* in Abbildung 3.9) eingegangen worden. Für diesen OPV sowie den Levelshifter zur Endstufe ist noch eine symmetrische Versorgung um  $U_m$  von  $\pm 15$  V erforderlich. Folglich sind noch zwei Spannungsquellen zu ergänzen, wie in Abbildung B.1 gezeigt.

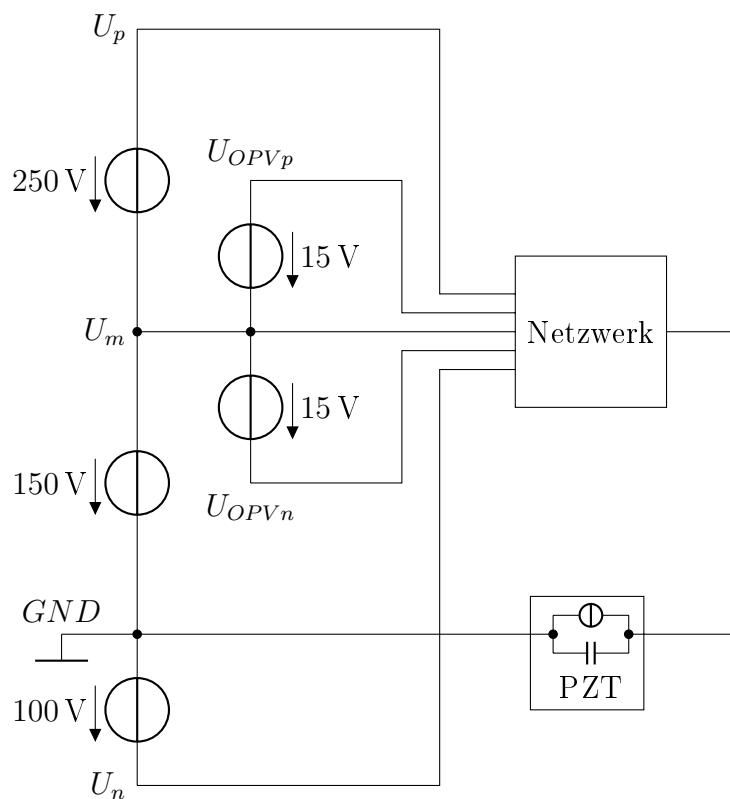


Abbildung B.1.: Spannungsversorgung des Netzwerkes

Wie bereits in Kapitel 3.3.3 angedeutet, bieten sich sperrwandlerbasierte Gleichspannungsteller für diese Aufgabe an. Deren Vorteil liegt darin, daß verschiedene Ausgangsspannungen auf einem einzigen Übertrager bereitgestellt werden können, indem die Verhältnisse der Windungszahlen zueinander die Spannungsverhältnisse festlegen. Zu regeln ist dabei nur eine Ausgangsspannung, wodurch alle anderen Spannungen ebenfalls stabilisiert sind, da sie durch den gemeinsamen Kern parallelgeschaltet sind, siehe z.B. [64] S. 47ff.



Prinzipiell wären damit alle fünf in Abbildung B.1 gezeigten Spannungen auf einem Kern mit fünf einzelnen Sekundärwicklungen mit passenden Verhältnissen erzeugbar. Da es jedoch aus Gründen der Flexibilität bzw. zum Testen von Baugruppen hilfreich ist, nicht sofort mit der vollen Ausgangsspannung von  $U_p = 400\text{ V}$  zu arbeiten, würde eine Verringerung von  $U_p$  auch mit einer Verringerung von  $U_{OPVp}$  sowie  $U_{OPVn}$  einhergehen. Dies wäre jedoch unpraktisch, weswegen ein Konzept vorgeschlagen wird, daß ein geregelter Sperrwandler die Spannungen  $U_n$ ,  $U_m$  und  $U_p$  bereitstellt und ein zweiter die Spannungen  $U_{OPVp}$  bzw.  $U_{OPVn}$ . Auf diese Weise bleiben bei Änderung der Hochspannung die letztgenannten Spannungen zur Versorgung des Netzwerks und dessen OPV unverändert.

Auf diese Weise kann ein prinzipielles Schaltbild für die beiden Übertrager der Sperrwandler gezeichnet werden, welches in Abbildung B.2 dargestellt ist.

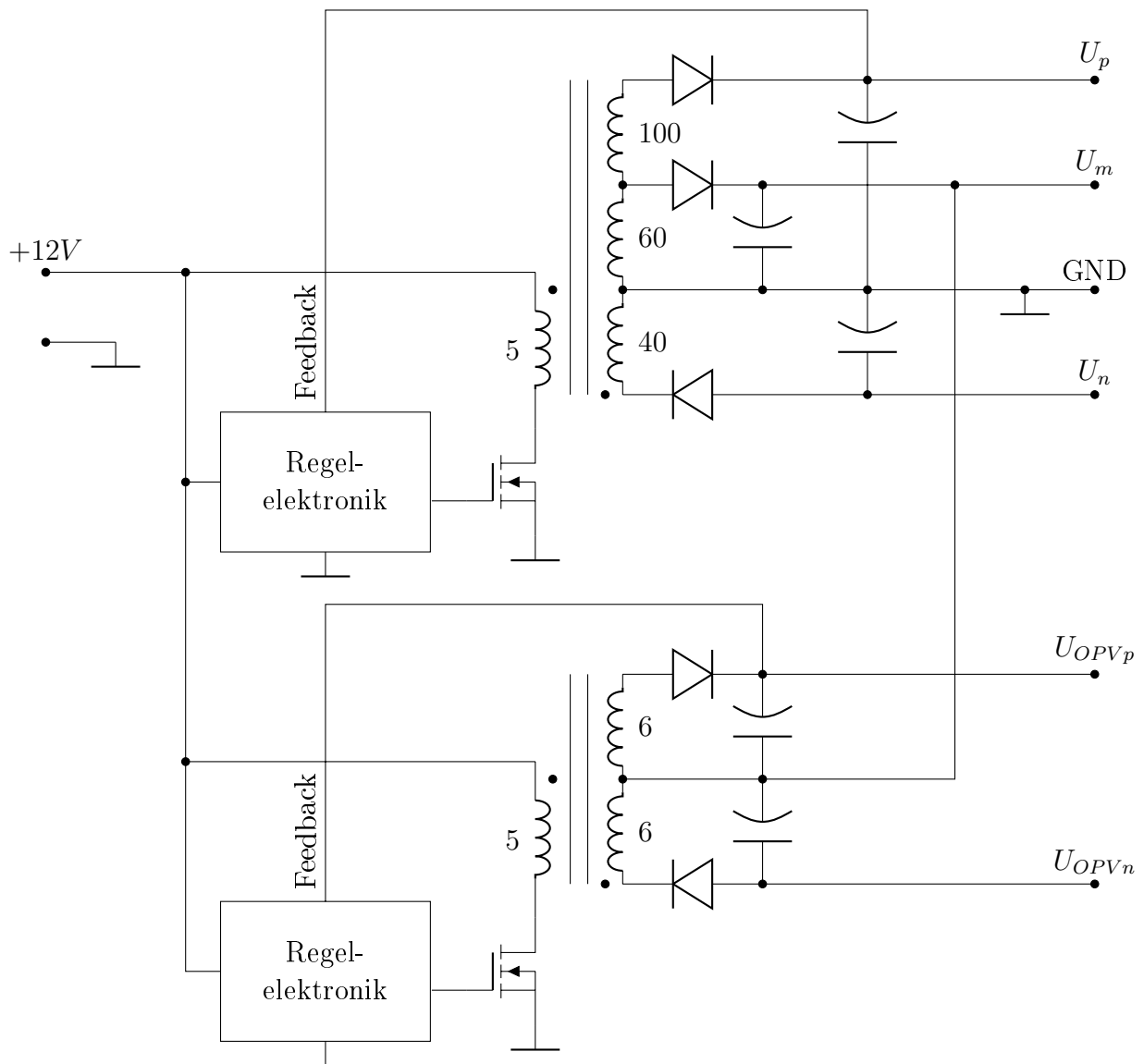


Abbildung B.2.: Prinzipschaltbild der Hochspannungsversorgung

Über Änderungen des Feedbackzweiges im oberen Sperrwandler in Abbildung B.2 lassen sich so die Spannungen  $U_p$ ,  $U_m$  und  $U_n$  parallel anpassen. Der untere Sperrwandler besitzt einen konstanten Feedbackzweig und gibt die Spannungen  $U_{OPV_p}$  und  $U_{OPV_n}$  stets konstant aus.

Zum Bau der Übertrager werden für beide Sperrwandler Schalenkerne vom Typ EPCOS P36×22 [18] mit  $A_L \approx 1000nH$  verwendet. Mittels des Berechnungstools von SCHMIDT-WALTER [65] können für diesen Kern bei einer Betriebsfrequenz von  $60kHz$  die erforderlichen Windungszahlen und Querschnitte der Wicklungen dimensioniert werden. Da beide Sperrwandler nur je eine Maximalleistung von  $50W$  aufweisen, reicht die überschlägige Auslegung der Übertrager für diese Anwendung aus. Die Windungszahlen der Einzelwicklungen sind durch die Zahlen neben den Spulensymbolen in Abbildung B.2 angegeben.

Als Grundlage für die Regelelektronik dient für jeden der beiden Sperrwandlerschaltungen in Abbildung B.2 ein TL494 [74], ein integrierter Schaltkreis zur Regelung von pulsweitenmodulierten Gleichspannungsstellern, der z.B. in vielen Computerschaltnetzteilen verwendet wird. Über zwei Fehlerverstärker können damit sowohl Ausgangsspannung, als auch die Stromaufnahme limitiert werden, so daß das Hochspannungsnetzteil kurzschluß- und überlastfest aufgebaut werden kann.

Beide Sperrwandler wurden anschließend auf selbst ausgelegten und erstellten Leiterplatten aufgebaut und in einem Aluminiumgehäuse montiert. Die Ausgangsspannungen können über 4 mm Bananenstecker-Sicherheitsbuchsen abgegriffen werden. Das fertige Gerät zeigt Abbildung B.3. Die Digitalanzeige links zeigt die Spannung  $U_p$ . Mittels des Einstellreglers rechts läßt sich  $U_p$  in den Stufen 72 V, 100 V, 200 V und 400 V einstellen.



**Abbildung B.3.:** Foto der fertigen Hochspannungsversorgungseinheit

## B.2. Hochspannungs-Gegentaktendstufe

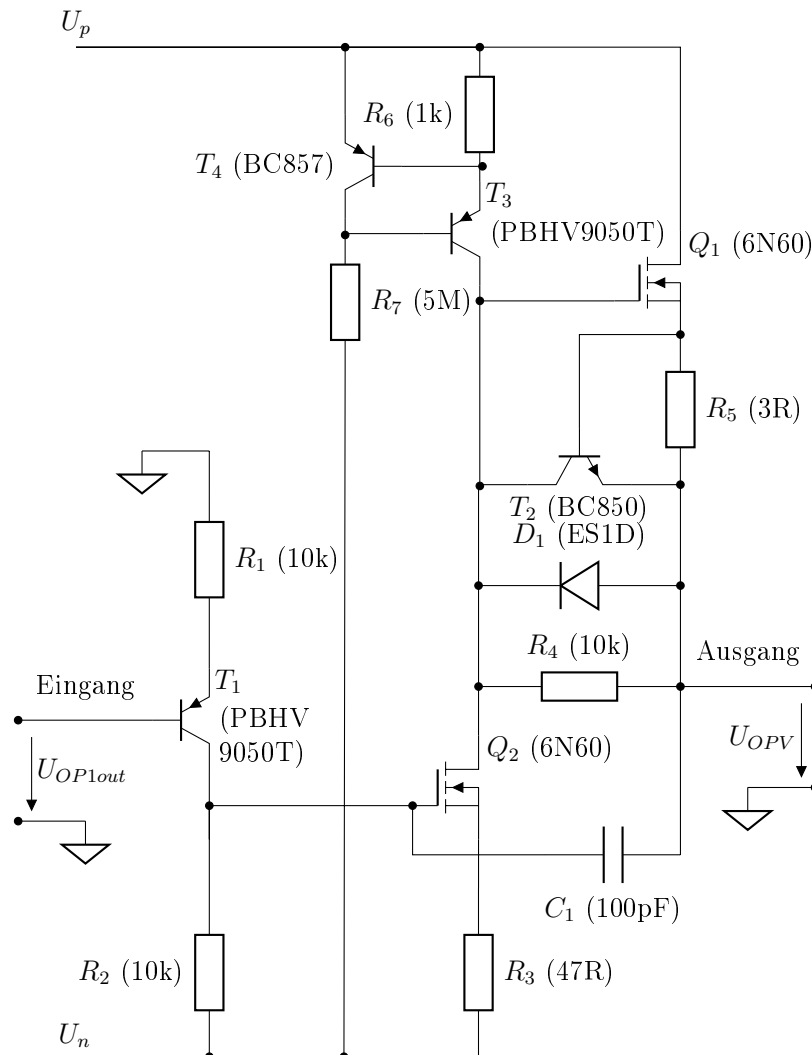


Abbildung B.4.: Schaltplan der Hochspannungs-Gegentaktendstufe

In Abbildung 3.10 ist die Hochspannungsendstufe bereits prinzipiell dargestellt worden. In Abbildung B.4 ist der vollständige Plan mit allen Bauteilbezeichnungen und Werten abgebildet. Die Stromquelle  $I_1$  wird von dem Transistorpaar  $T_3$  und  $T_4$  sowie den Widerständen  $R_6$  und  $R_7$  gebildet. Der strombestimmende Widerstand ist in dieser Konfiguration  $R_6$ , da ab Erreichen der Basis-Emitter-Schwellspannung von  $T_4$  eine Gegenkopplung einsetzt. Bei typischen Werten für Siliziumtransistoren setzt die Gegenkopplung bei  $U_{BE T4} \approx 0,7 \text{ V}$  ein, so daß  $I_1 \approx 0,7 \text{ mA}$  ist.

Darüber hinaus ist eine Strombegrenzung in den Sourcezweig von  $Q_1$ , bestehend aus  $T_2$  und  $R_5$  eingefügt worden, um die Endstufe kurzschluß- und überlastfest zu gestalten. Somit wird bei  $U_{BE T2} \approx 0,7 \text{ V}$  der maximale Quellstrom durch  $Q_1$  auf  $I_{Q1max} \approx 0,23 \text{ A}$  limitiert.

Der Kondensator  $C_1$  dient zur internen Frequenzgangkompensation der Hochspannungs-Verstärkerstufe, indem er die Steilheit des Spannungsanstiegs reduziert und so die Stabilität der gesamten negativen Kapazitätsschaltung gewährleistet.

### B.3. Hochspannungs-Spannungsfolger

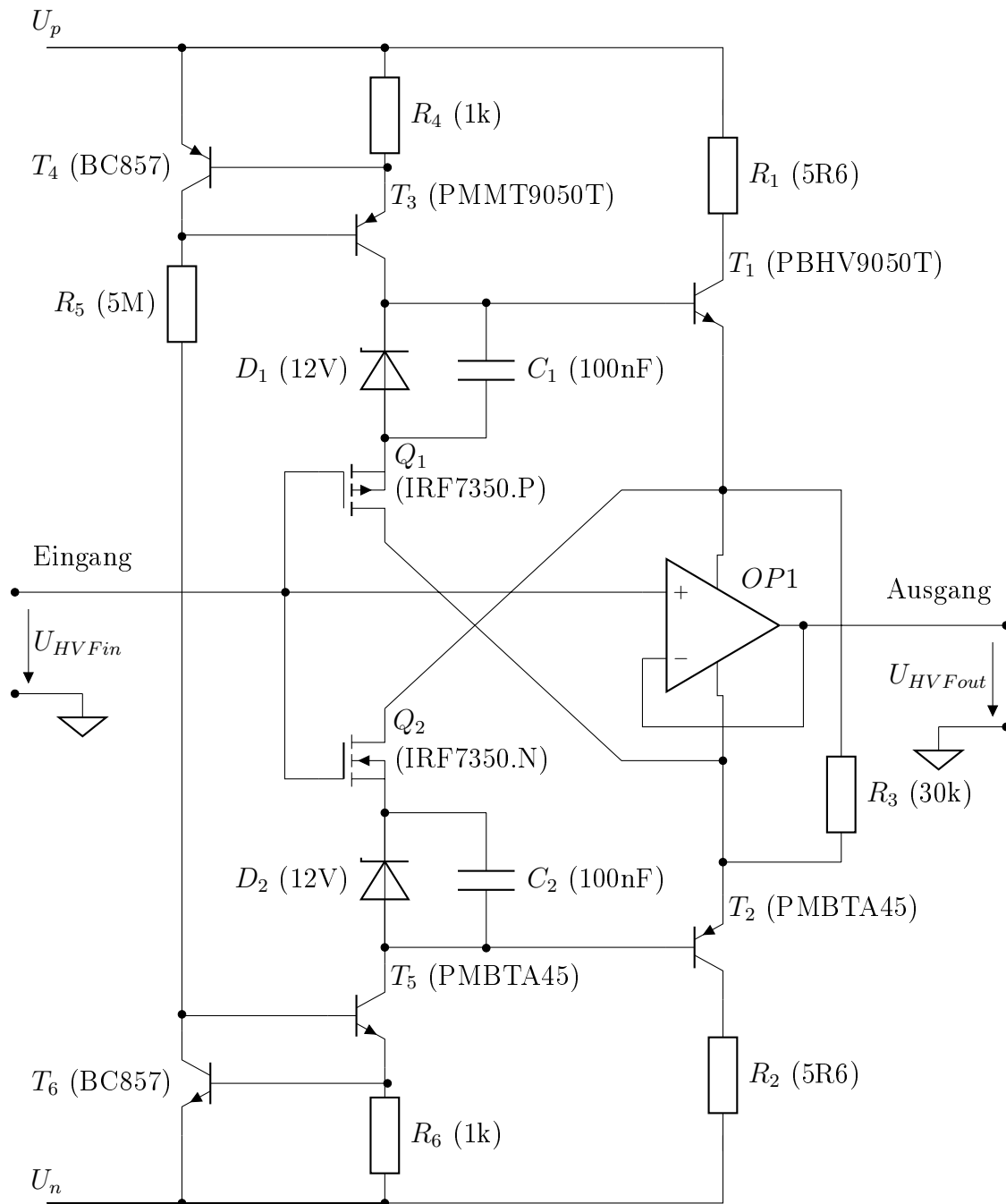


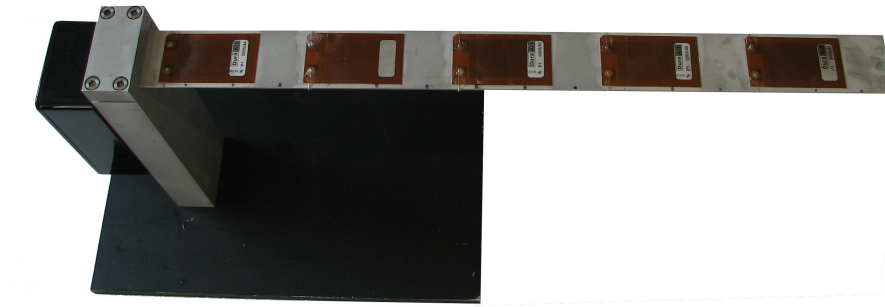
Abbildung B.5.: Schaltplan des Hochspannungs-Spannungsfolgers

Auf die gleiche Weise wie für die Hochspannungs-Endstufe sind die Stromquellen  $I_1$  und  $I_2$  als Kombination zweier Widerstände und Transistoren umgesetzt, nur daß  $I_2$  in Abbildung B.5 aus npn Typen aufgebaut ist. Aus Gründen der Effektivität kann ein Basiswiderstand weggelassen werden, so daß  $R_5$  gleichzeitig den Basisstrom für  $T_3$  und  $T_5$  bereitstellt.

## C. Verwendete Meßgeräte und Meßaufbauten

### C.1. Messung am Balken

Für die Messungen wird der bereits in Abbildung 3.13 skizzierte Aluminiumbalken verwendet. Ein Foto dieses Balkens ist in Abbildung C.6 zu sehen. Die zwei äußeren piezoelektrischen Elemente werden für die Messungen nicht benötigt und bleiben mit offenen Elektroden unbeschaltet.



**Abbildung C.6.:** Foto des eingespannten Balkens mit fünf piezoelektrischen Elementen

Für die Messung und Aufzeichnung der benötigten Informationen werden die im Folgenden aufgelisteten Geräte verwendet.

- Fourieranalysator Ono Sokki CF7200
- Piezoverstärker Piezomechanik GmbH LE200/70 (Verstärkungsfaktor 40, Ausgangsspannungsbereich 0...200 V)
- Beschleunigungsaufnehmer PCB Typ 11352C65 mit Empfindlichkeit 100 mV/g
- ICP Versorgungseinheit
- Balkenversuchsstand DLR
- Meßtastkopf für Oszilloskop mit 1:10 Abschwächung
- Prototypen der negativen Kapazitätsschaltungen
  - hochspannungstaugliche negative Kapazitätsschaltung (siehe Kapitel 3.3.5)
  - adaptive negative Kapazitätsschaltung (siehe Kapitel 3.4.10)
  - adaptive hochspannungstaugliche negative Kapazitätsschaltung (siehe Kapitel 3.5.3)

## C.2. Plattenprüfstand

Die Messungen an der Platte wurden mit dem in Abbildung C.7 gezeigten Versuchsstand vorgenommen. Es handelt sich hier um eine Konstruktion aus Sperholzplatten, die mit Balken verleimt sind. Die Hohlräume der doppelwandigen Anordnung sind mit schallabsorbierender Mineralwolle gefüllt, um akustische Auskopplungen zu vermeiden. In den Ecken stehen vier Fixierungspunkte in Form von M8 Gewindebolzen zur Verfügung.



**Abbildung C.7.:** Foto des Versuchsstandes mit montierter Platte und Laservibrometer im Freifeldraum

Folgende Meßtechnik wird für die Datenerfassung und Aufzeichnung verwendet:

- Polytec PSV400 Laser-Doppler-Vibrometer
- Shaker Ling Dynamic Systems Modell V201
- Leistungsverstärker für Shaker Brüel&Kjær Power Amplifier Type 2706
- Brüel&Kjær Schallintensitätssonde mit PULSE™ Auswertesoftware
- 20-Kanal negative Kapazitätsschaltung mit Spannungsversorgung (siehe Abbildung 5.39)

## D. Diagramme und Abbildungen

### D.1. Adaptive negative Kapazitätsschaltung

#### D.1.1. Beschleunigung der Balkenspitze für verschiedene $R_{adj}$

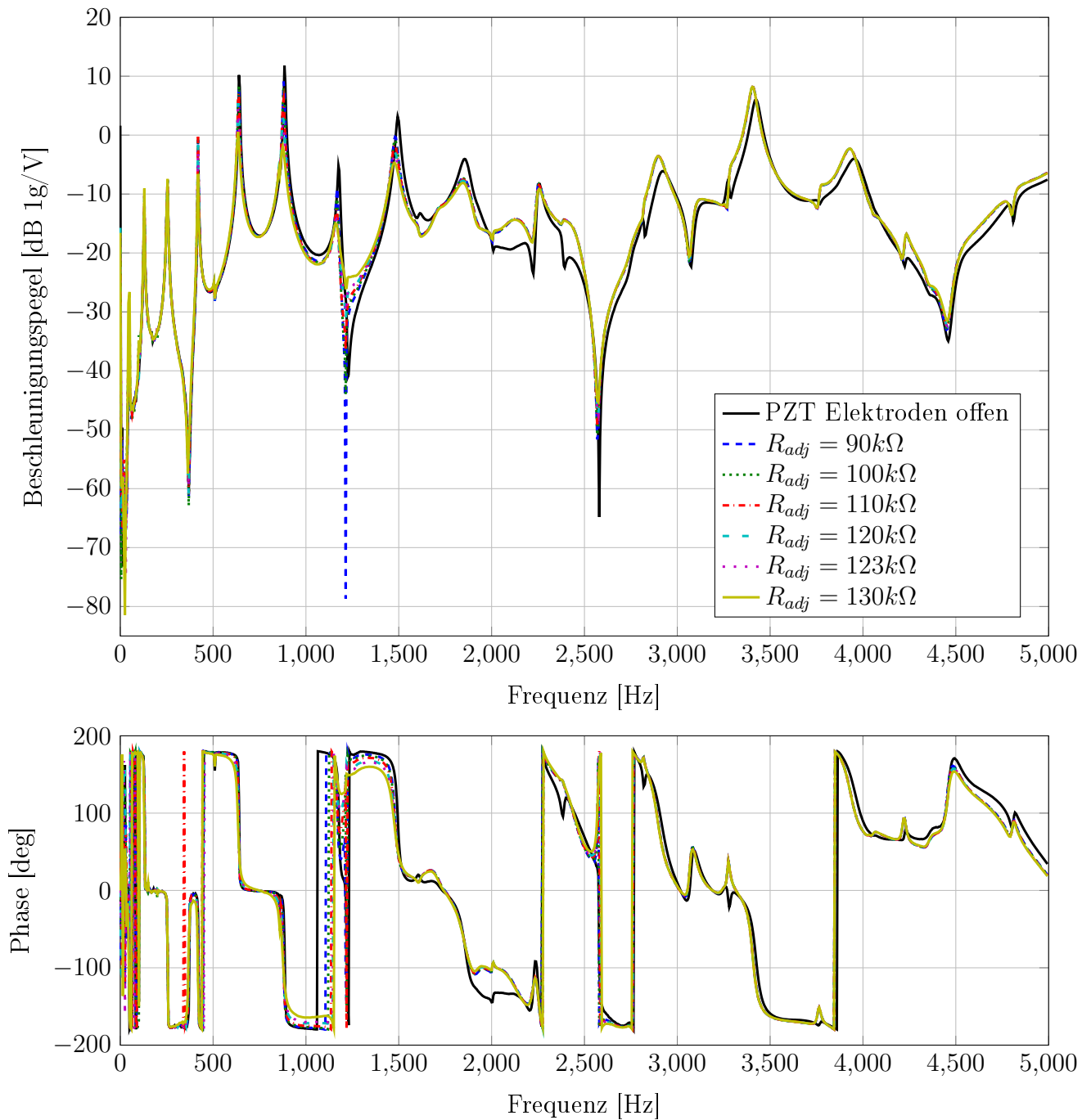
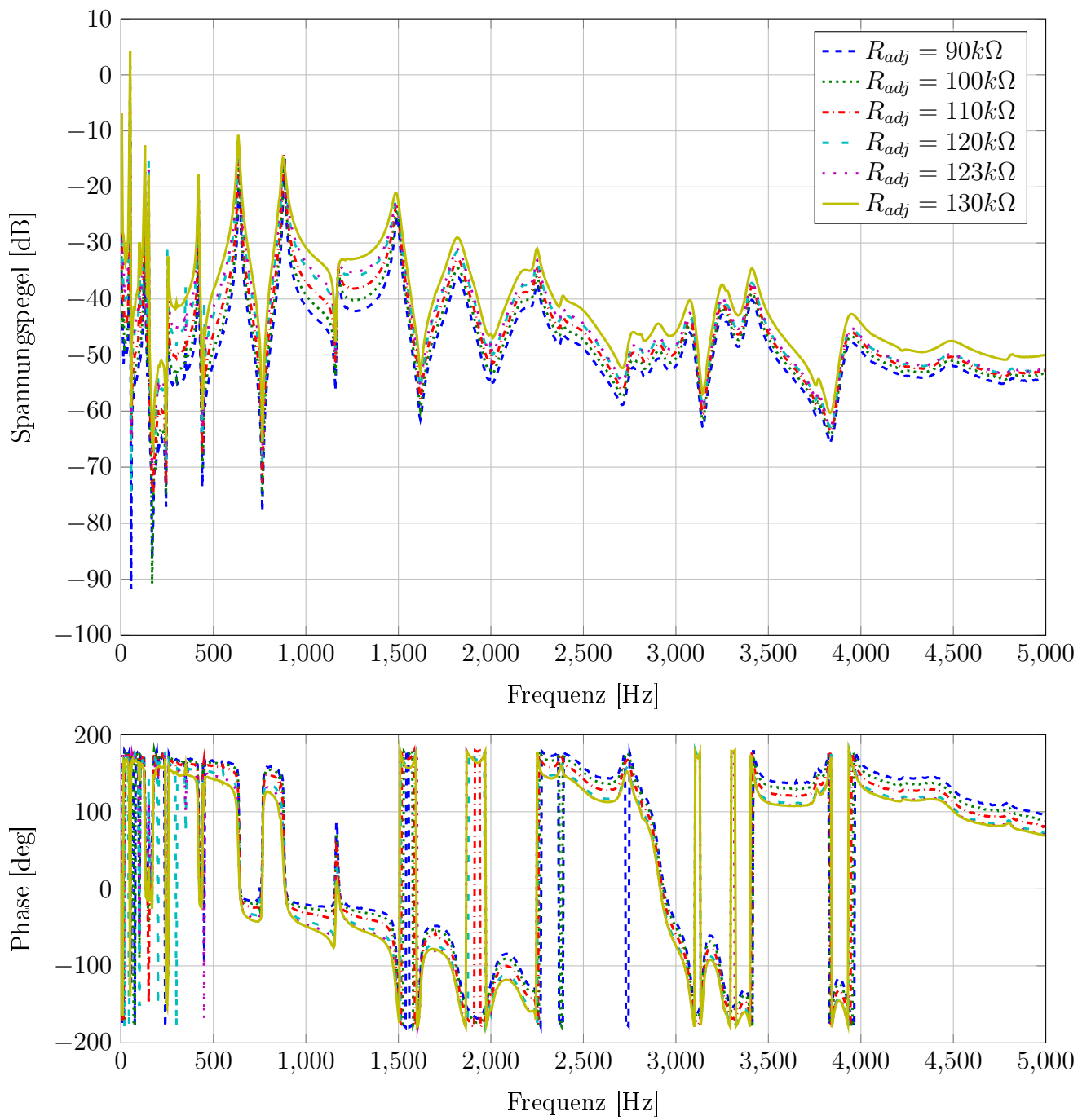


Abbildung D.8.: Gemessene Beschleunigung der Balkenspitze für verschiedene Einstellungen von  $R_{adj}$

D.1.2.  $U_{OPV}$  für verschiedene  $R_{adj}$ Abbildung D.9.:  $U_{OPV}$  für verschiedene Einstellungen von  $R_{adj}$



### D.1.3. UART Protokolle der Untersuchungen zur adaptiven Einstellung von $R_{adj}$

Zur Nachverfolgung der Anpassungsschritte bei der adaptiven Einstellung von  $R_{adj}$  der negativen Kapazitätsschaltung werden sowohl die vom Mikroprozessor gemessenen Spannungen  $U_{OPVmax}$ , d.h. die positive Versorgungsspannung des OPV sowie die Spitzenwerte  $\hat{U}_{OPV}$  und  $10 \cdot \hat{U}_{Diff}$  ausgegeben. Da intern im Mikroprozessor aus Gründen des Speicherbedarfs und der Rechengeschwindigkeit nur mit Festkommazahlen gerechnet wird, können die Spannungen gemäß Gleichung D.4 in die realen Werte umgerechnet werden.

$$U_{real} = U_{UART} \frac{100 \text{ V}}{1024} - 50 \text{ V} \quad (\text{D.4})$$

Dabei gelten für den UART Schrieb die folgend genannten Definitionen zu den in der Arbeit verwendeten Formelzeichen:

- $U_{OPVmax} = \text{UOPVmax}$
- $\hat{U}_{OPV} = \text{UOPVPeak}$
- $10 \cdot \hat{U}_{Diff} = \text{UDiffPeak}$
- $R_{adj} = \text{Radj}$
- $C_{PZT} = \text{CPZT}$

#### Adaption nach erzwungener Instabilität infolge Fehlanpassung von $R_{adj}$ , Meßintervall 1 s

Der Wert von  $R_{adj}$  wird für diese Messung sukzessive von 60k $\Omega$  erhöht, bis die Instabilität eintritt. Aus Gründen der Übersicht wurden die Meldungen unterhalb von  $R_{adj} = 130\text{k}\Omega$  in der Darstellung weggelassen.

Radj = 130 kOhm keine Übersteuerung.

Radj = 131 kOhm keine Übersteuerung.

Radj = 131 kOhm Übersteuerung. Neubestimmung von Radjkrit.

UOPVmax: 458

UOPVPeak: 440

UDiffPeak: 311

Übersteuert: Radjneu: 123 kOhm

Neuen Radjkrit 121 kOhm gespeichert.

CPZT= 82 nF

Neuen Radj an Schalter gesendet.

Radj = 123kOhm

UOPVmax: 458

UOPVPeak: 447

UDiffPeak: 112

Übersteuert: Radjneu: 115 kOhm

Neuen Radj an Schalter gesendet.

Radj = 115 kOhm

UOPVmax: 458

UOPVPeak: 143

UDiffPeak: -3

UOPV < UOPVopt UOPVneu= 366 Radjneu: 119 kOhm

Neuen Radj an Schalter gesendet.

Radj = 119 kOhm

UOPVmax: 458

UOPVPeak: 69

UDiffPeak: -3

UOPV < UOPVopt UOPVneu = 366 Radjneu: 123 kOhm

Neuen Radj an Schalter gesendet.

Radj = 123 kOhm

UOPVmax: 459

UOPVPeak: 69

UDiffPeak: -3

### Übersteuerung infolge zu hoher mechanischer Amplitude, Meßintervall 1 s

Der Balken ist bis zu diesem Zeitpunkt noch in Ruhe, demzufolge ist  $R_{adj}$  auf den kritischen Wert eingestellt, der von der adaptiven Einstellung für den Balken ohne Anregung mit  $R_{adjkrit} = 123 \text{ k}\Omega$  bestimmt wird.

Radj = 123 kOhm

UOPVmax: 459

UOPVPeak: 454

UDiffPeak: 445

In diesem Meßintervall wird sprunghaft die Erregung eingeschaltet, so daß die negative Kapazität übersteuert und die adaptive Einstellung einsetzt und  $R_{adj}$  reduziert.

Übersteuert: Radjneu: 99 kOhm

Neuen Radj an Schalter gesendet.

Radj = 99 kOhm

UOPVmax: 459

UOPVPeak: 450

UDiffPeak: 445

Übersteuert: Radjneu: 81 kOhm

Neuen Radj an Schalter gesendet.

Radj = 81 kOhm

UOPVmax: 459

UOPVPeak: 451

UDiffPeak: 305

Übersteuert: Radjneu: 70 kOhm

Neuen Radj an Schalter gesendet.

Radj = 70 kOhm

UOPVmax: 459

UOPVPeak: 447

UDiffPeak: 148

Übersteuert: Radjneu: 65 kOhm

Neuen Radj an Schalter gesendet.

Radj = 65 kOhm

UOPVmax: 459

UOPVPeak: 447

UDiffPeak: 59  
Übersteuert: Radjneu: 63 kOhm  
Neuen Radj an Schalter gesendet.  
Radj = 63 kOhm  
UOPVmax: 459  
UOPVPeak: 447  
UDiffPeak: 30  
Übersteuert: Radjneu: 62 kOhm  
Neuen Radj an Schalter gesendet.  
Radj = 62 kOhm  
UOPVmax: 459  
UOPVPeak: 447  
UDiffPeak: 13  
Übersteuert: Radjneu: 61 kOhm  
Neuen Radj an Schalter gesendet.  
Radj = 61 kOhm  
UOPVmax: 459  
UOPVPeak: 441  
UDiffPeak: -3

Ab hier ist die Einstellung abgeschlossen, d.h. es tritt keine Übersteuerung mehr auf und  $U_{OPV}$  ist größer, als der angestrebte Wert der Mindestauslastung, im Beispiel  $U_{OPVopt} = 0,8 \cdot U_{OPVmax}$ .

System ideal eingestellt. Nix zu tun. Radj = 61 kOhm UOPVmax: 458 UOPVPeak: 441  
UDiffPeak: -3 System ideal eingestellt. Nix zu tun. Radj = 61 kOhm UOPVmax: 459 UOPV-  
Peak: 443 UDiffPeak: -3

#### D.1.4. OSA von $U_{OPV}$ für verschiedene Erregerspannungen bei $f_{err} = 636\text{Hz}$

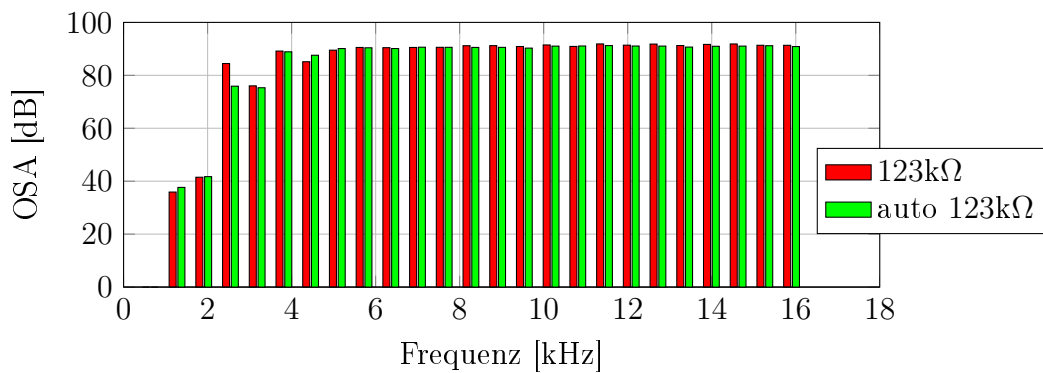


Abbildung D.10.: OSA von  $U_{OPV}$   $R_{adj}$  manuell/auto bei  $U_{err} = 4\text{ V}$

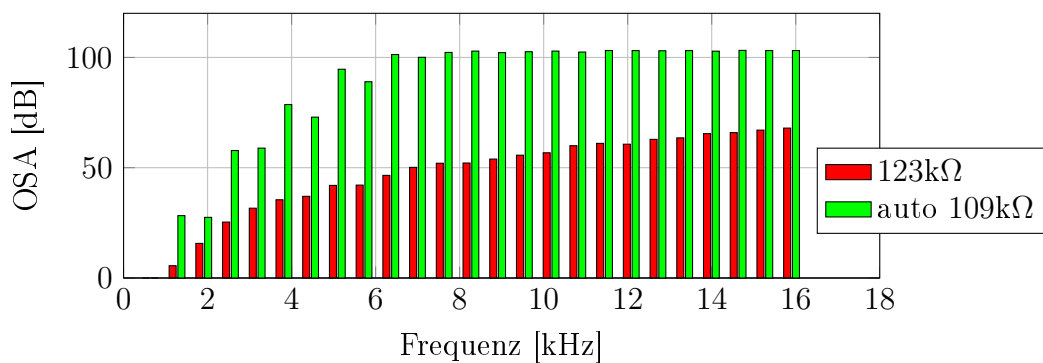


Abbildung D.11.: OSA von  $U_{OPV}$   $R_{adj}$  manuell/auto bei  $U_{err} = 20\text{ V}$

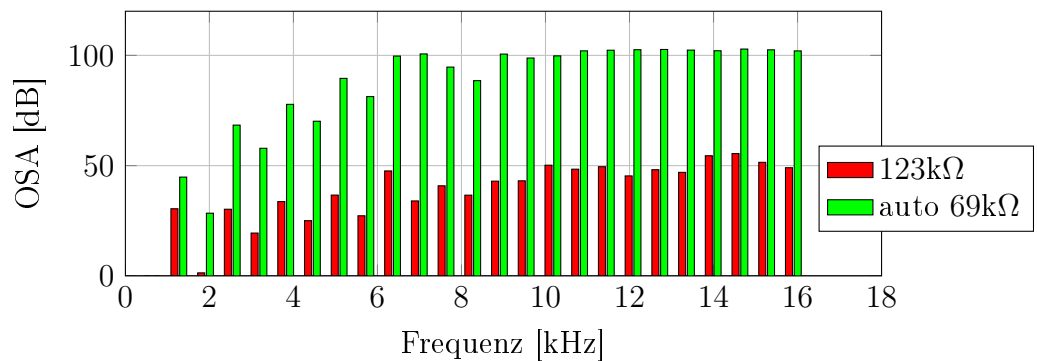
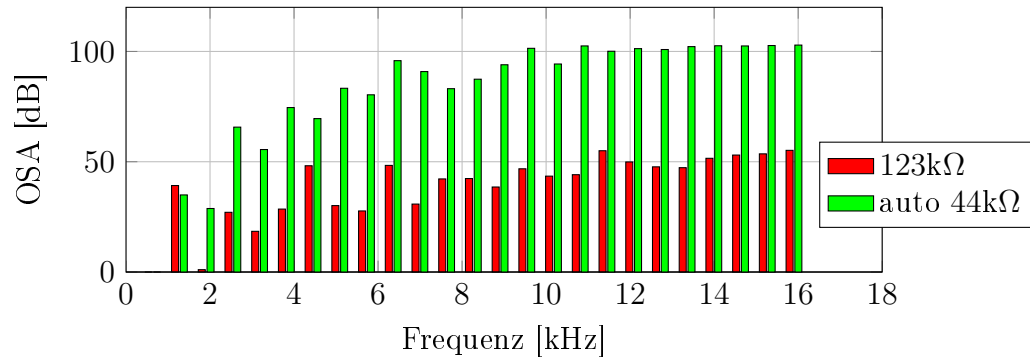
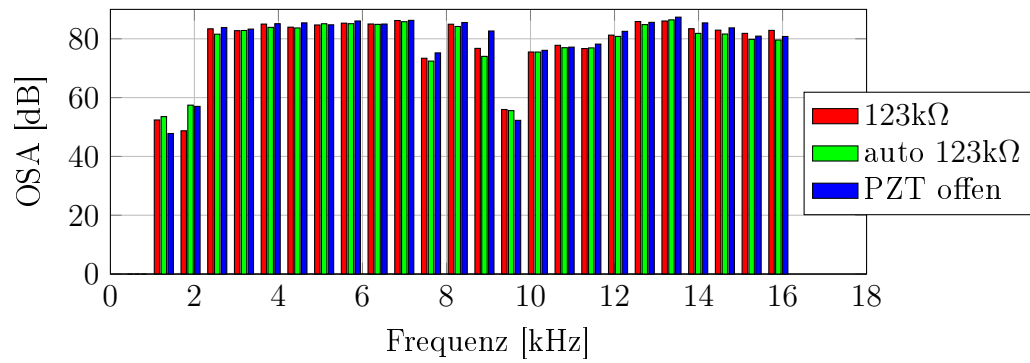
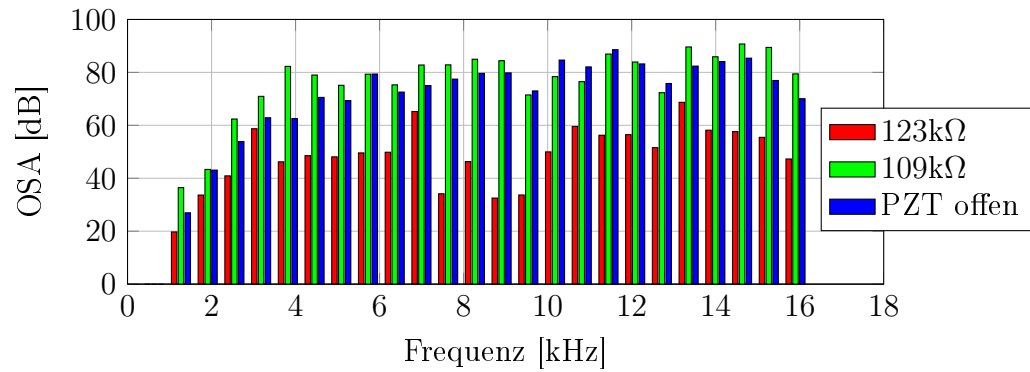
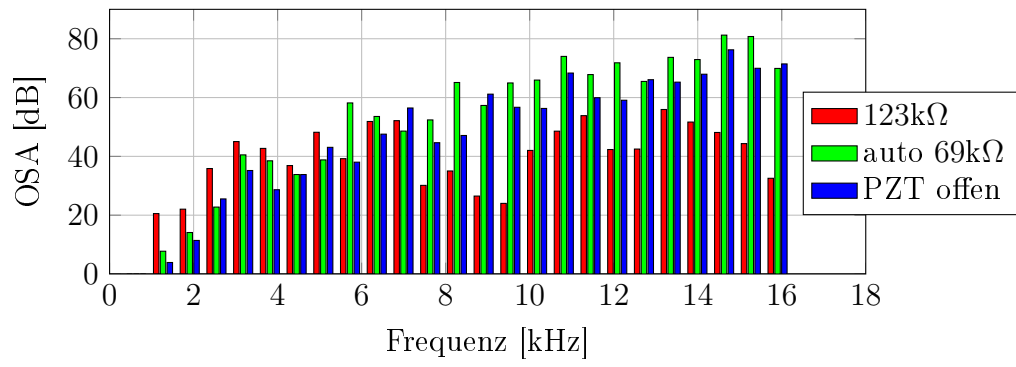


Abbildung D.12.: OSA von  $U_{OPV}$   $R_{adj}$  manuell/auto bei  $U_{err} = 40\text{ V}$

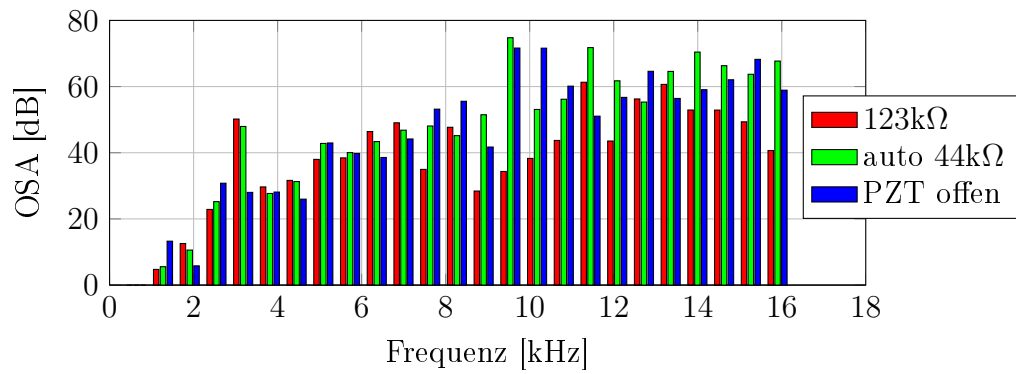
Abbildung D.13.: OSA von  $U_{OPV}$   $R_{adj}$  manuell/auto bei  $U_{err} = 80$  V

#### D.1.5. OSA der Beschleunigung für verschiedene Erregerspannungen bei $f_{err} = 636$ Hz

Abbildung D.14.: OSA Beschleunigung  $R_{adj}$  manuell/auto bei  $U_{err} = 4$  VAbbildung D.15.: OSA Beschleunigung  $R_{adj}$  manuell/auto bei  $U_{err} = 20$  V



**Abbildung D.16.:** OSA Beschleunigung  $R_{adj}$  manuell/auto bei  $U_{err} = 40 \text{ V}$



**Abbildung D.17.:** OSA Beschleunigung  $R_{adj}$  manuell/auto bei  $U_{err} = 80 \text{ V}$

### D.1.6. UART Protokoll der adaptiven Einstellung der hochspannungstauglichen negativen Kapazitätsschaltung

Für das UART-Protokoll der adaptiven negativen Kapazitätsschaltung gelten im Prinzip die gleichen Konventionen, wie für die adaptive negative Kapazitätsschaltung in Kapitel D.1.3, da die Firmware des Prozessors in den Grundzügen ähnlich ist. Abweichend sind hier die Umrechnungsfaktoren der Spannungen. So gilt für  $U_{OPV_{max}}$  und  $\hat{U}_{OPV}$  Gleichung D.5.

$$U_{real} = U_{UART} \frac{300 \text{ V}}{4096} \quad (\text{D.5})$$

Bei der Differenzspannung wird dagegen ein anderer Zusammenhang verwendet, der in Gleichung D.6 angegeben ist.

$$10 \cdot \hat{U}_{Diff} = U_{DiffPeak} \frac{15 \text{ V}}{4096} \quad (\text{D.6})$$

Ebenfalls wird  $R_{adj}$  intern im Mikroprozessor nur in Form des zehn Bit langen Wortes, das an das digitale Potentiometer gesendet wird, als Festkommazahl behandelt und im UART ausgegeben. Da der AD5293 einen Maximalwiderstand von 20 k $\Omega$  bei einer Auflösung von 10bit besitzt, kann der reale Widerstandswert gemäß Gleichung D.7 bestimmt werden.

$$R_{adj} = R_{adj} \frac{20 \text{ k}\Omega}{1024} \quad (\text{D.7})$$

Daraus ergibt sich, daß die Bitworte mit den Dezimalwerten 550 bzw. 403 in Realität Werten von  $R_{adj} = 10,74 \text{ k}\Omega$  bzw.  $R_{adj} = 7,87 \text{ k}\Omega$  entsprechen.

UART gestartet

Hochgefahren, Startwert für Radj: 550

2s warten bis zum Gleichgewicht.

Radj = 550 Übersteuerung. Neubestimmung von Radjmin.

UOPVmax: 1695

UOPVPeak: 1708

UDiffPeak: 2745

Radj: 550

Übersteuert: Radjneu: 403

Kalibriert. Neuen Radjkrit 403 gespeichert.

Neuen Radj an Schalter gesendet.

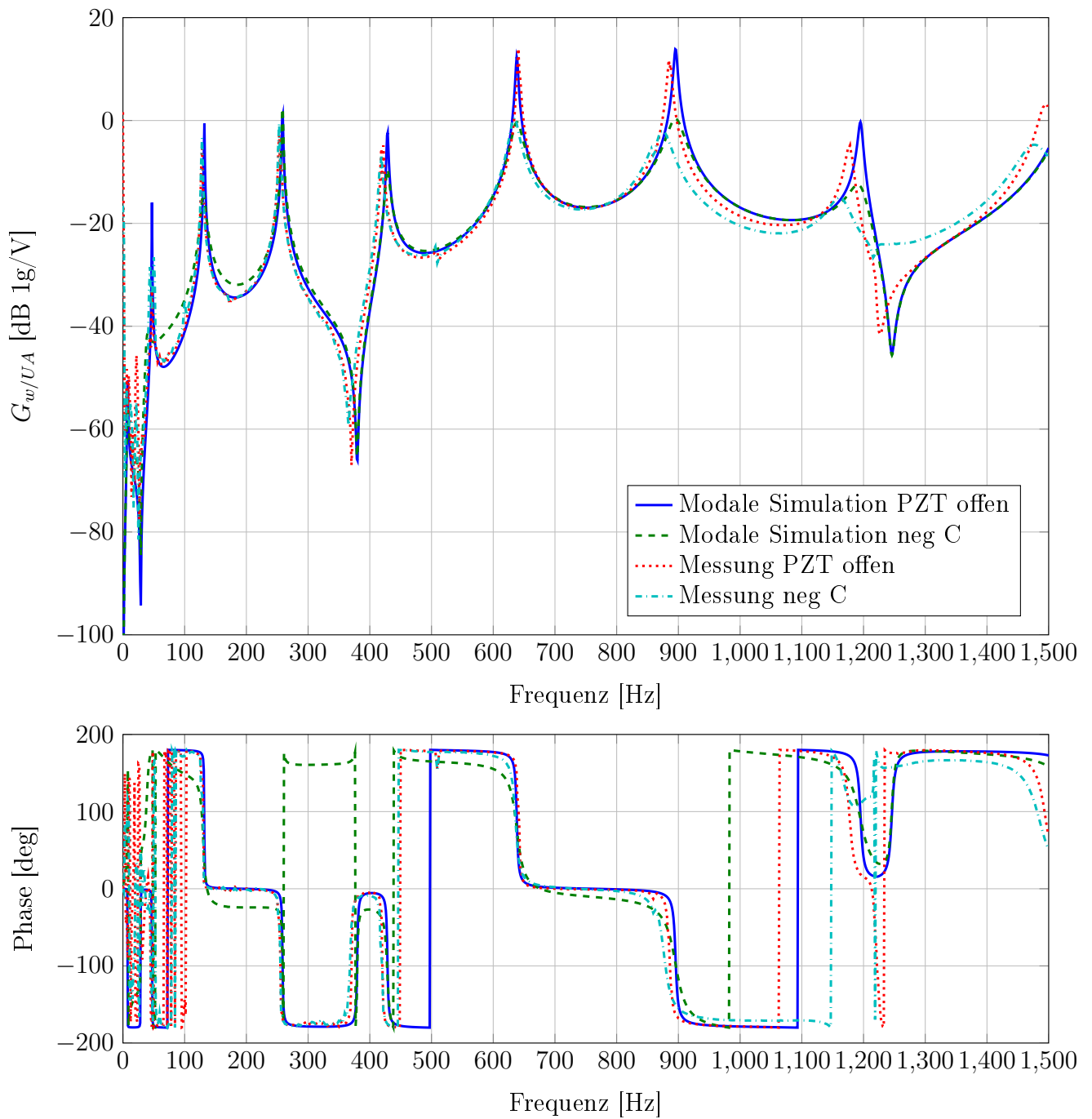
UOPVmax: 1696

UOPVPeak: 538

UDiffPeak: 995

Radj: 403

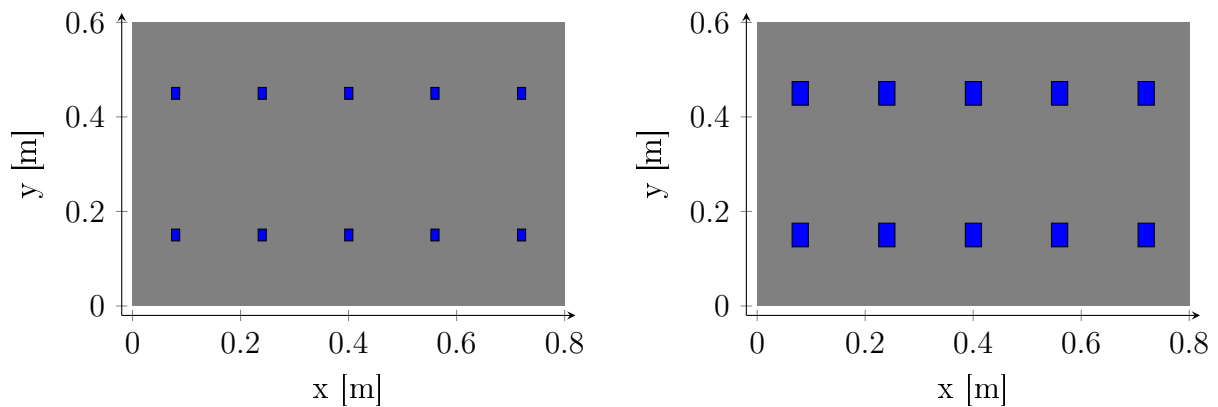
## D.2. Modellierung und Simulation der negativen Kapazität



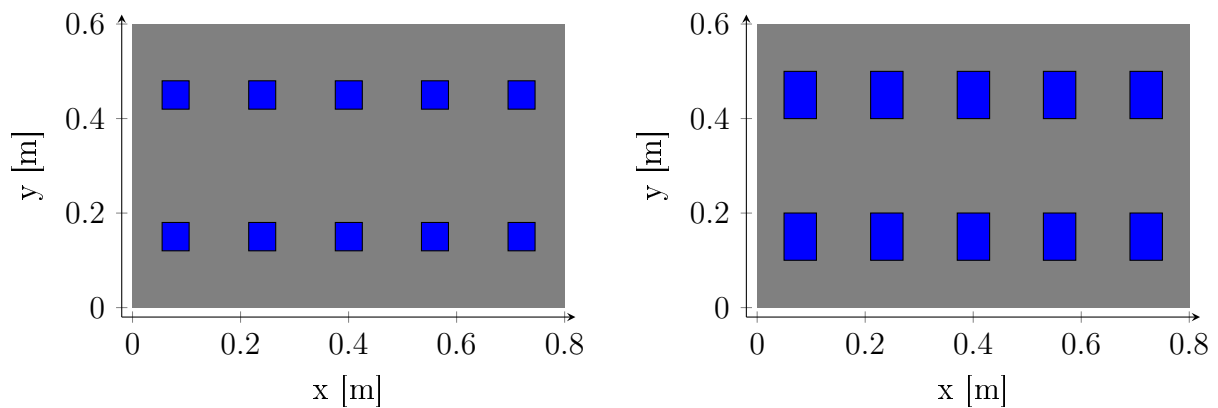
**Abbildung D.18.:** Berechnete und gemessene Beschleunigung der Balkenspitze mit und ohne negative Kapazität



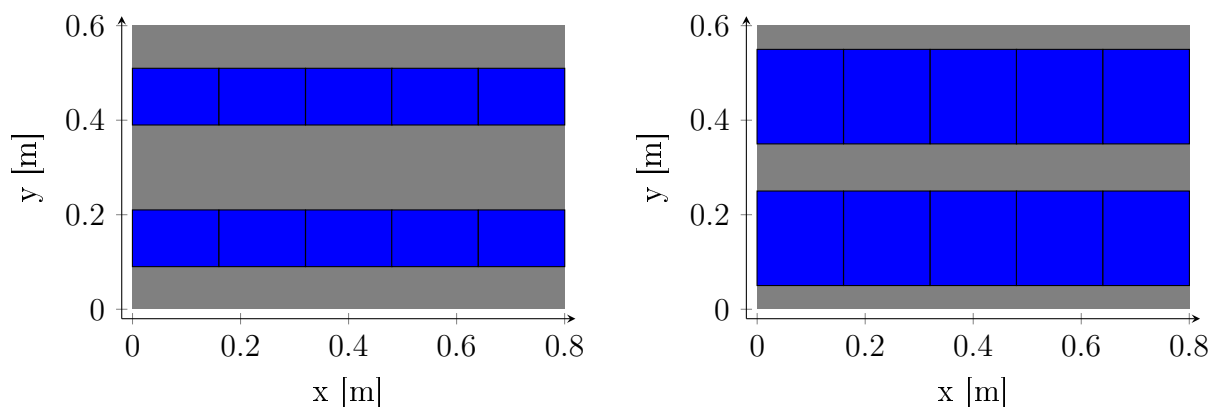
## D.2.1. Einfluß der Aktorgröße auf die Dämpfungswirkung



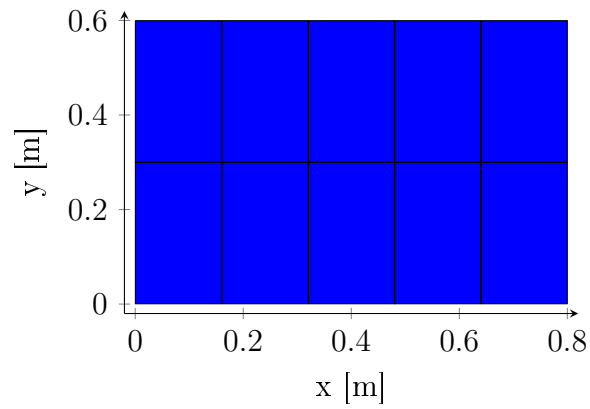
**Abbildung D.19.:** Simulierte Platzierungen für Flächenabhängigkeit: 15x25mm (links), 30x50mm (rechts)



**Abbildung D.20.:** Simulierte Platzierungen für Flächenabhängigkeit: 50x60mm (links), 60x100mm (rechts)

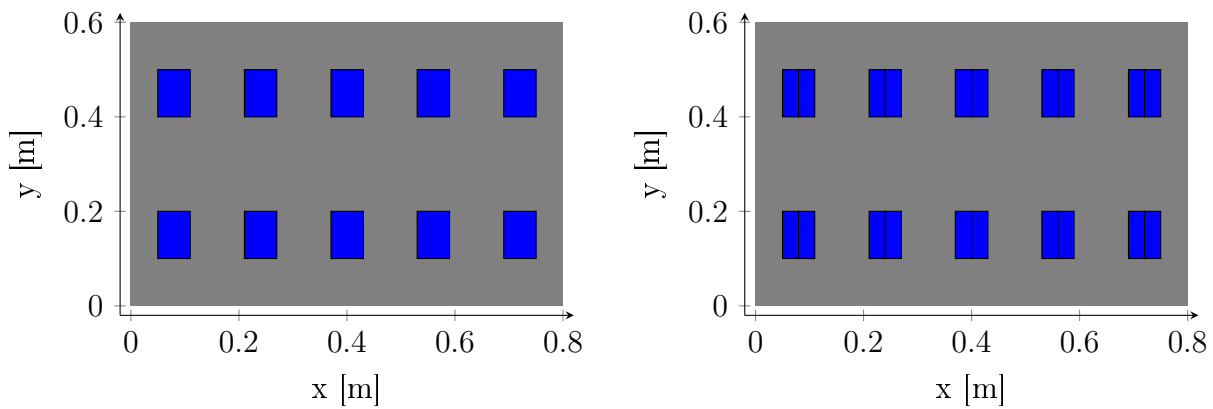


**Abbildung D.21.:** Simulierte Platzierungen für Flächenabhängigkeit: 160x120mm (links), 160x200mm (rechts)

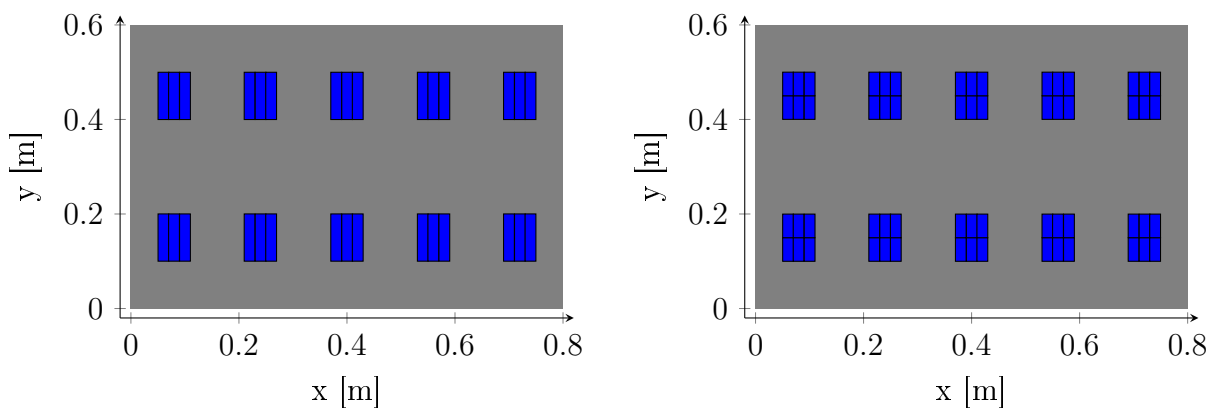


**Abbildung D.22.:** Simulierte Platzierungen für Flächenabhängigkeit: 160x300mm

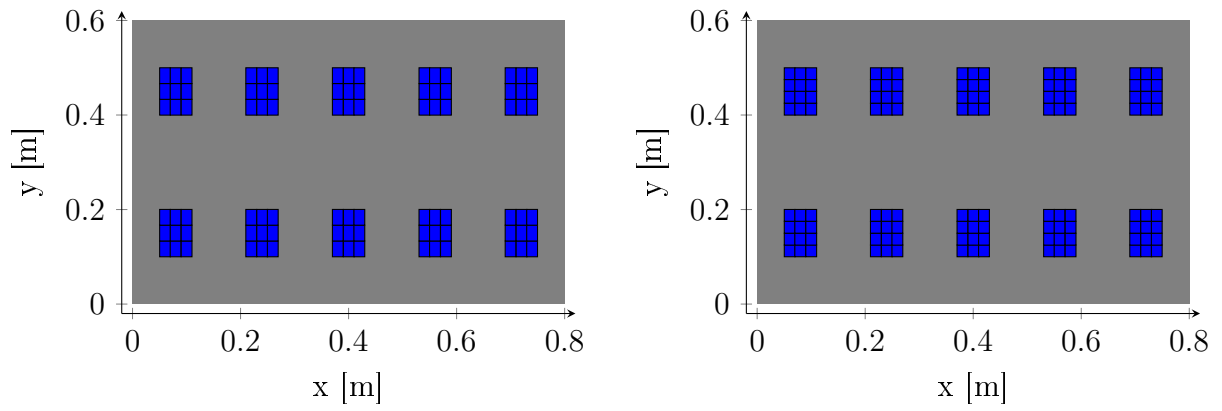
### D.2.2. Einfluß der Aktorzahl auf die Dämpfungswirkung



**Abbildung D.23.:** Simulierte Platzierungen für Anzahlabhängigkeit: 10 Aktoren (links), 20 Aktoren (rechts)



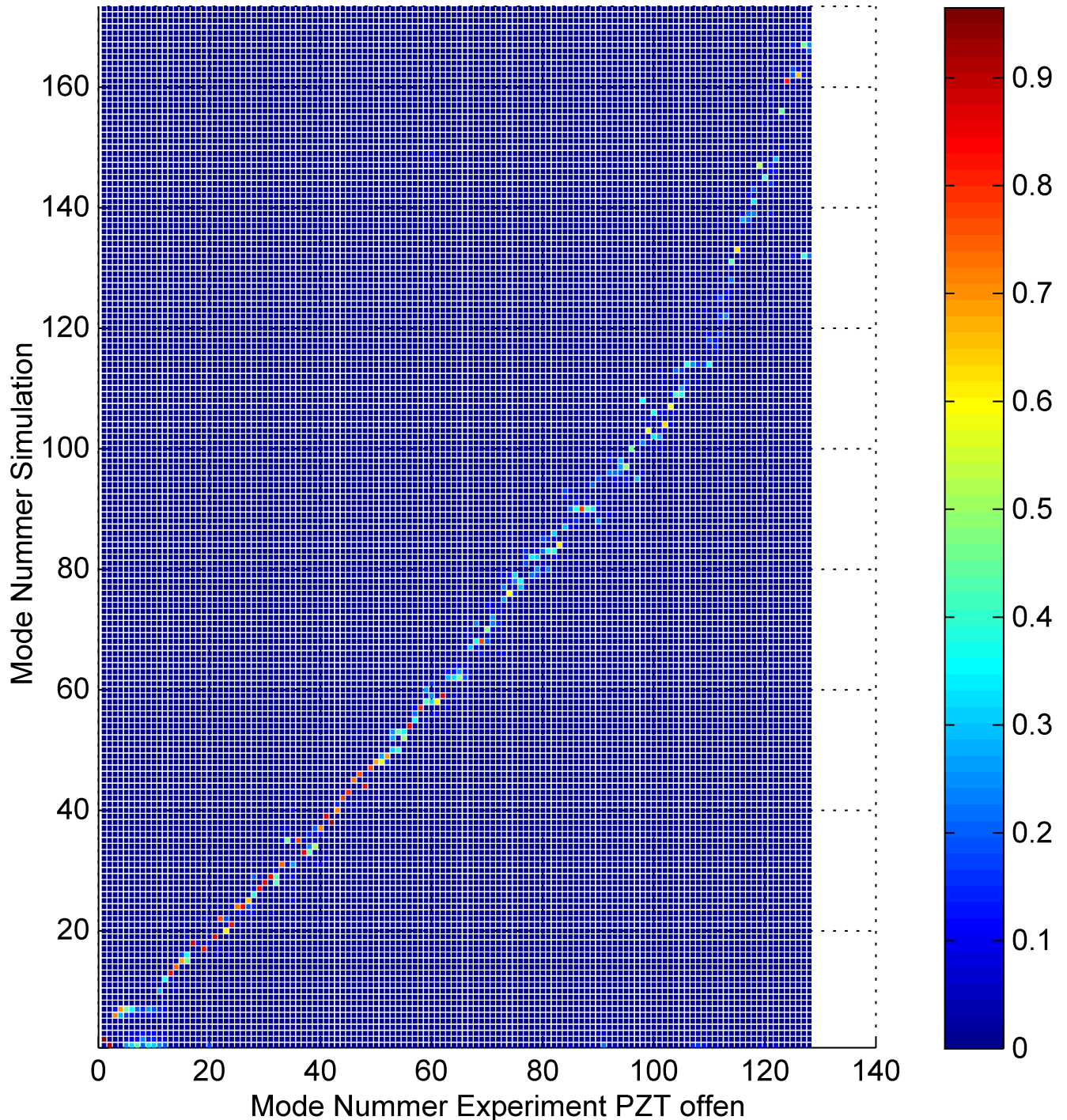
**Abbildung D.24.:** Simulierte Platzierungen für Anzahlabhängigkeit: 30 Aktoren (links), 60 Aktoren (rechts)



**Abbildung D.25.:** Simulierte Platzierungen für Anzahlabhängigkeit: 120 Aktoren (links), 90 Aktoren (rechts)

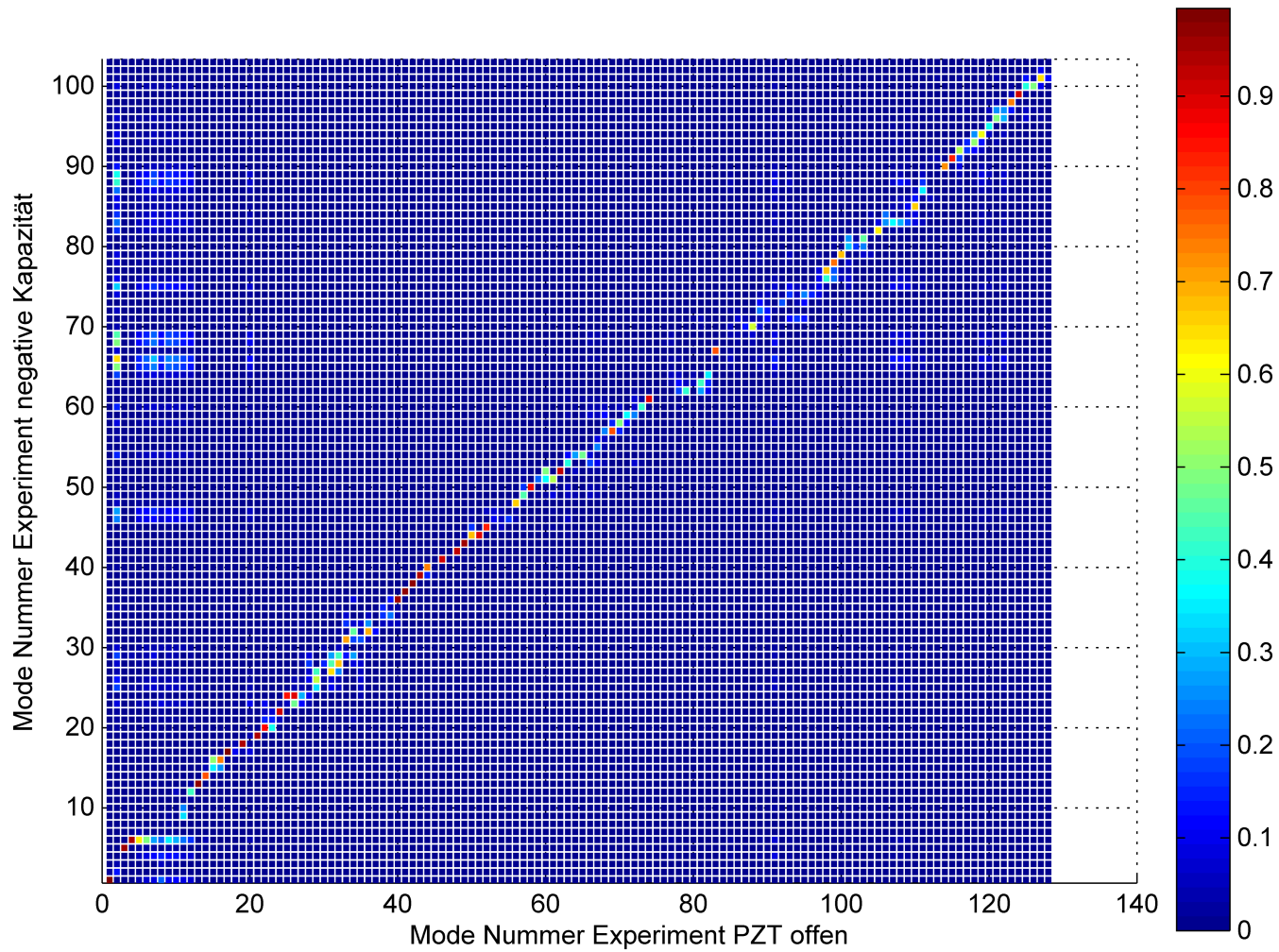
### D.2.3. Validierung der simulierten Amplitudenreduktionen

MAC Matrix für die Zuordnung zwischen simulierten und experimentellen Moden ohne negative Kapazitätsnetzwerke für die auf minimale Schalleistung optimierte Platzierung der piezoelektrischen Elemente



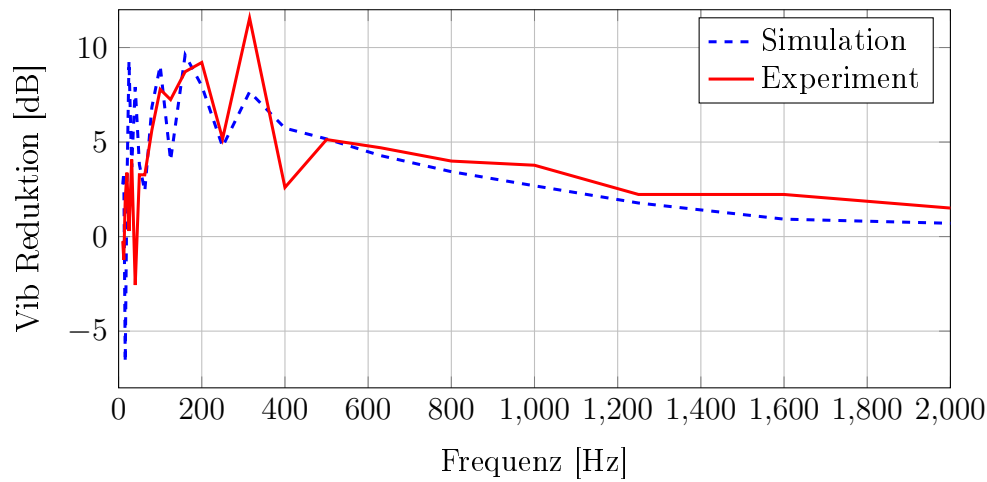
**Abbildung D.26.:** MAC-Matrix für die Zuordnung der experimentell ermittelten Moden für die Platte ohne negative Kapazität zu den simulierten Moden für die Optimierung auf minimale Schalleistung

MAC Matrix für die Zuordnung zwischen den experimentellen Moden mit und ohne negative Kapazitätsnetzwerke für die auf minimale Schalleistung optimierte Platzierung der piezoelektrischen Elemente

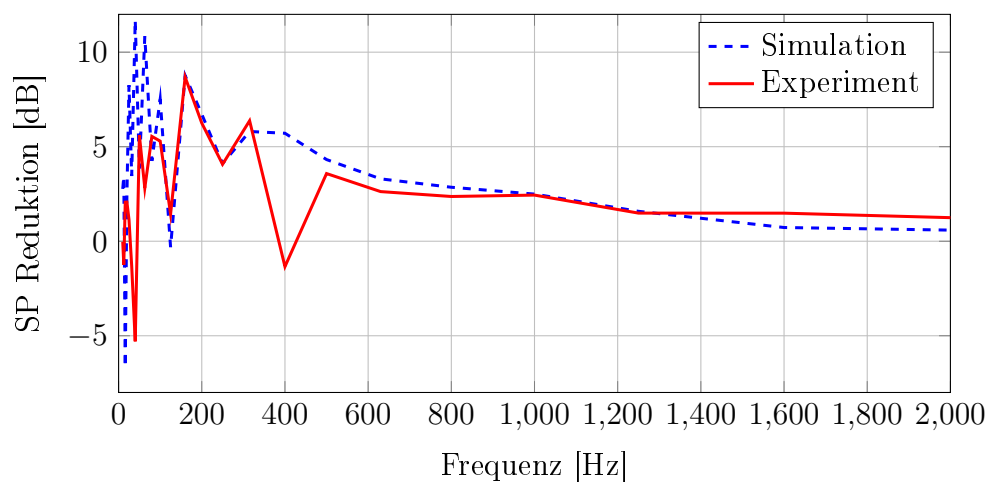


**Abbildung D.27.:** MAC-Matrix für die Zuordnung der experimentell ermittelten Moden für die Platte mit und ohne negative Kapazität für die Optimierung auf minimale Schalleistung

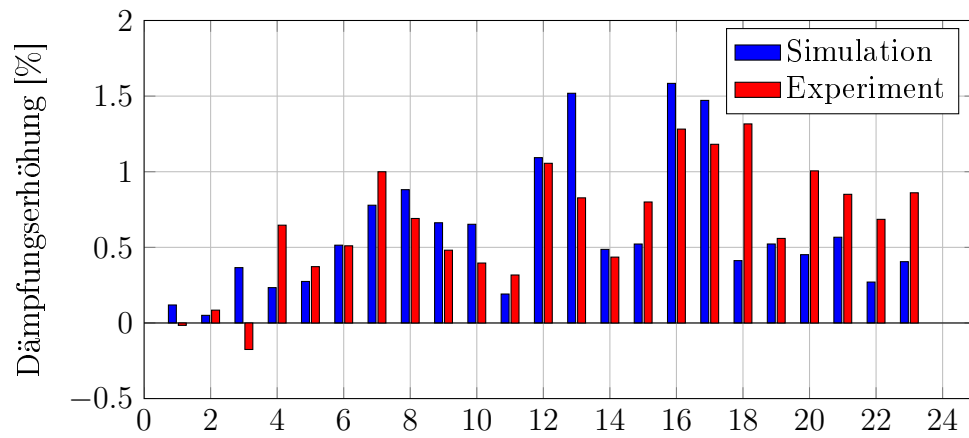
Simulierte und experimentell ermittelte Reduktion der Schwingungs- und Schalleistung für die auf minimale Schwingungsleistung optimierte Platzierung der piezoelektrischen Elemente



**Abbildung D.28.:** Terzbandspektren der simulierten und gemessenen Reduktion der Schwingungsleistung der für minimale Schwingungsleistung optimierten Platzierung

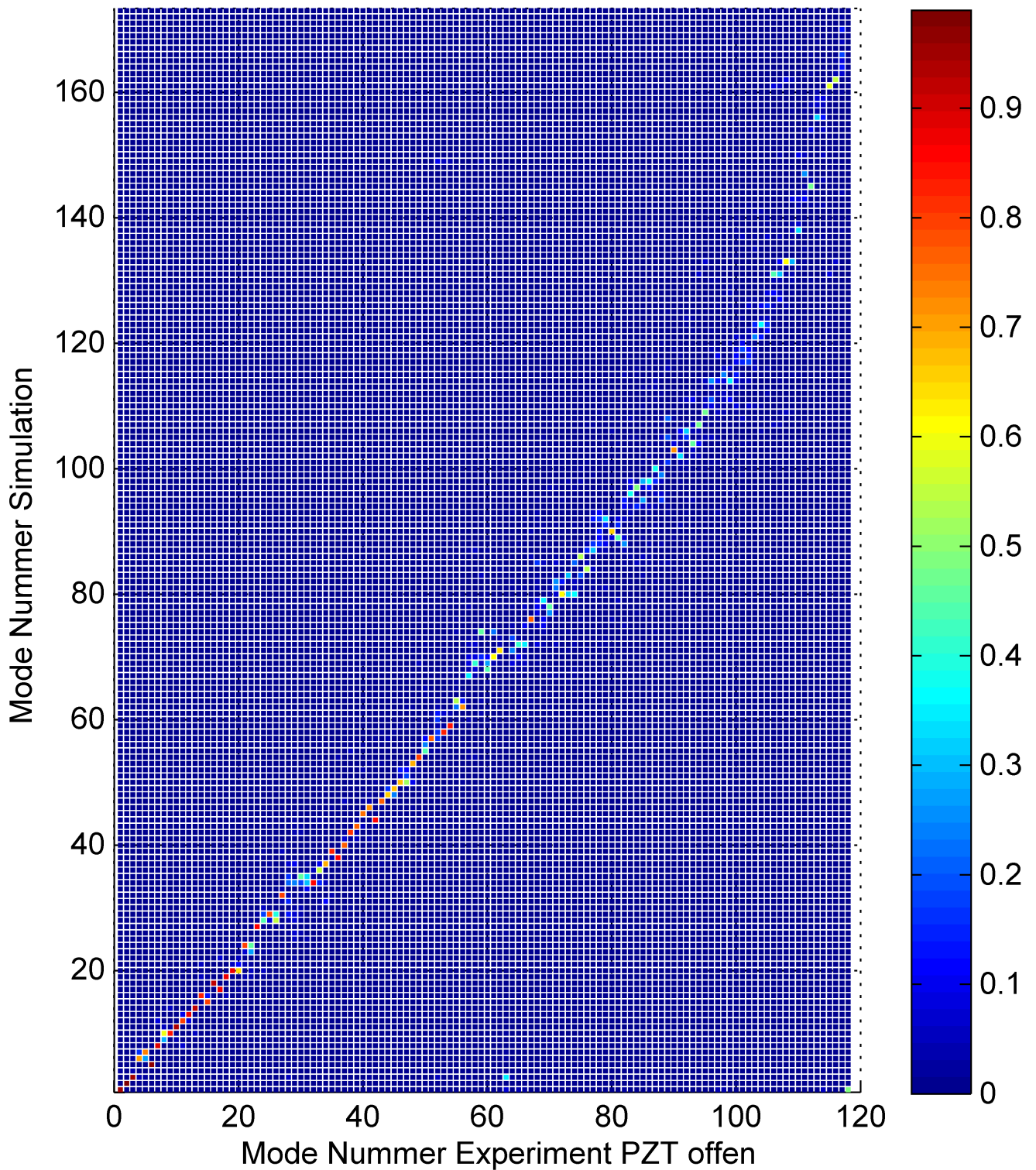


**Abbildung D.29.:** Terzbandspektren der simulierten und gemessenen Reduktion der Schalleistung der für minimale Schwingungsleistung optimierten Platzierung



**Abbildung D.30.:** Vergleich der gemessenen und simulierten modalen Dämpfungen für die auf minimale Schwingungsleistung optimierte Platzierung

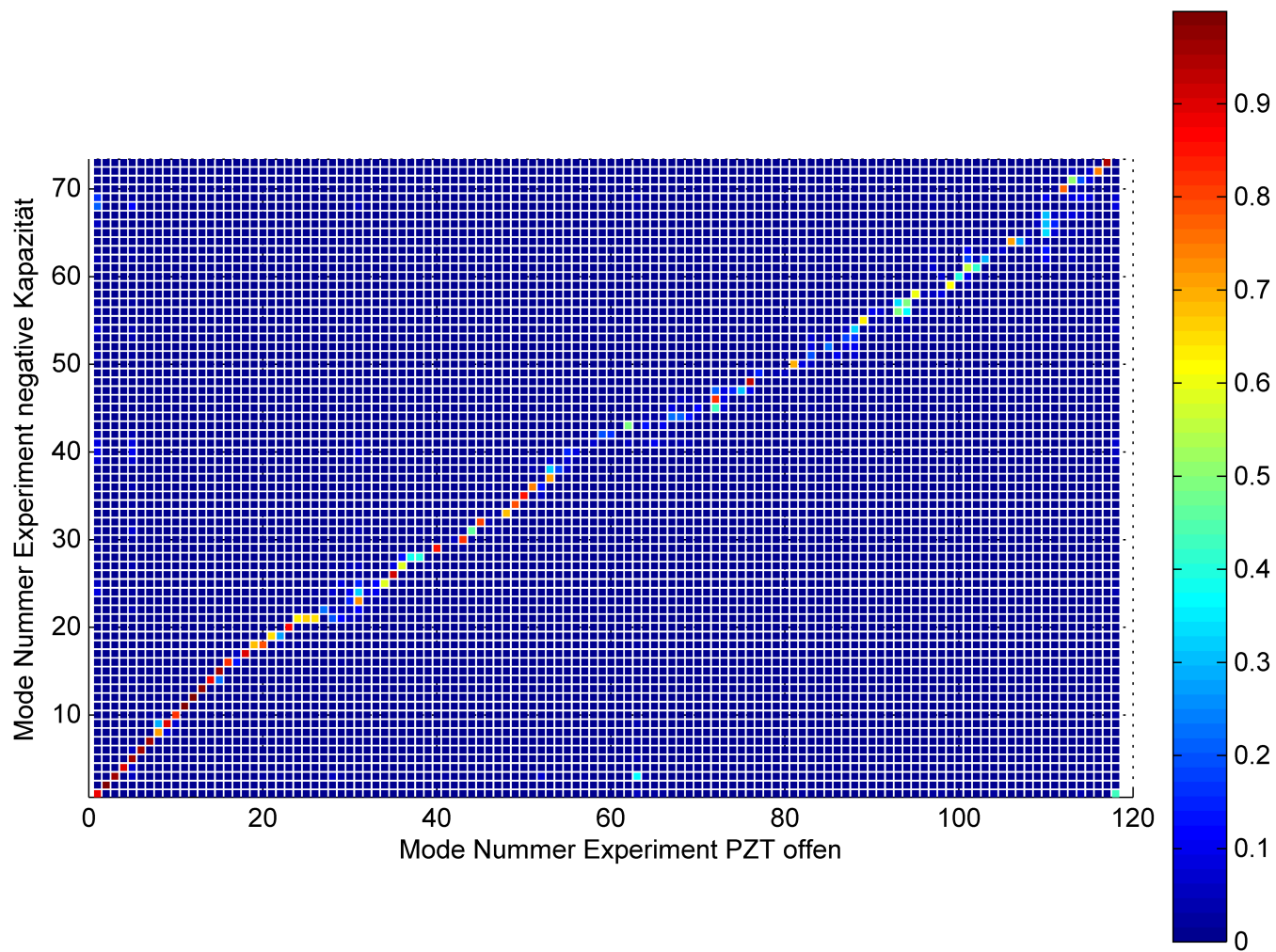
MAC Matrix für die Zuordnung zwischen simulierten und experimentellen Moden ohne negative Kapazitätsnetzwerke für die auf minimale Schalleistung optimierte Platzierung der piezoelektrischen Elemente



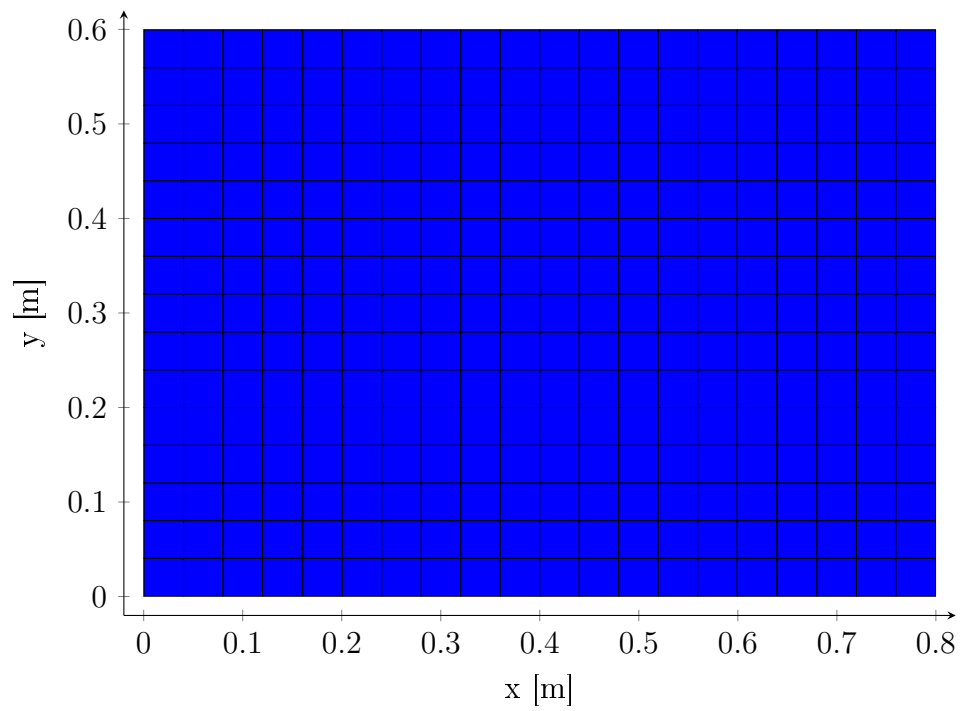
**Abbildung D.31.:** MAC-Matrix für die Zuordnung der experimentell ermittelten Moden für die Platte ohne negative Kapazität zu den simulierten Moden für die Optimierung auf minimale Schwingungsleistung



MAC Matrix für die Zuordnung zwischen den experimentellen Moden mit und ohne negative Kapazitätsnetzwerke für die auf minimale Schwingungsleistung optimierte Platzierung der piezoelektrischen Elemente

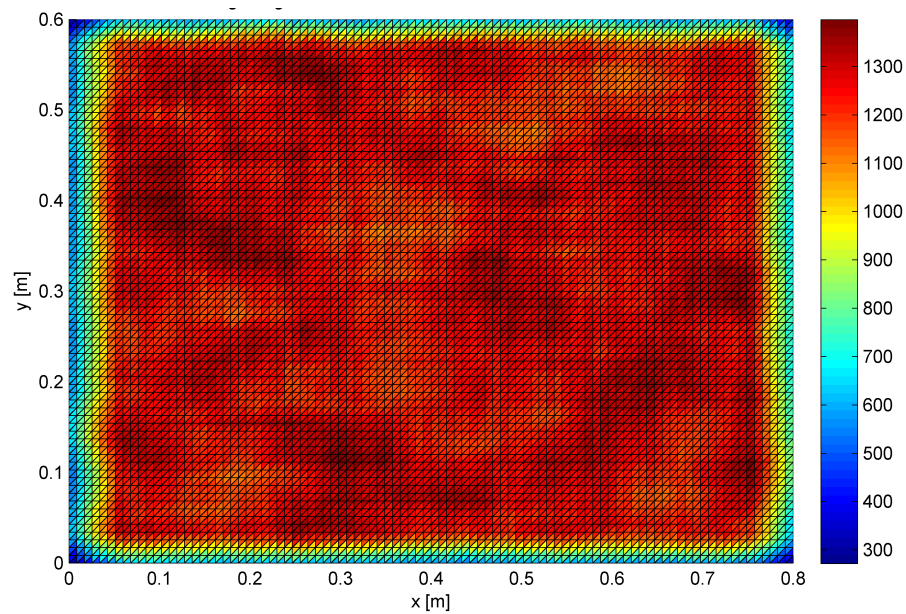


**Abbildung D.32.:** MAC-Matrix für die Zuordnung der experimentell ermittelten Moden für die Platte mit und ohne negative Kapazität für die Optimierung auf minimale Schwingungsleistung

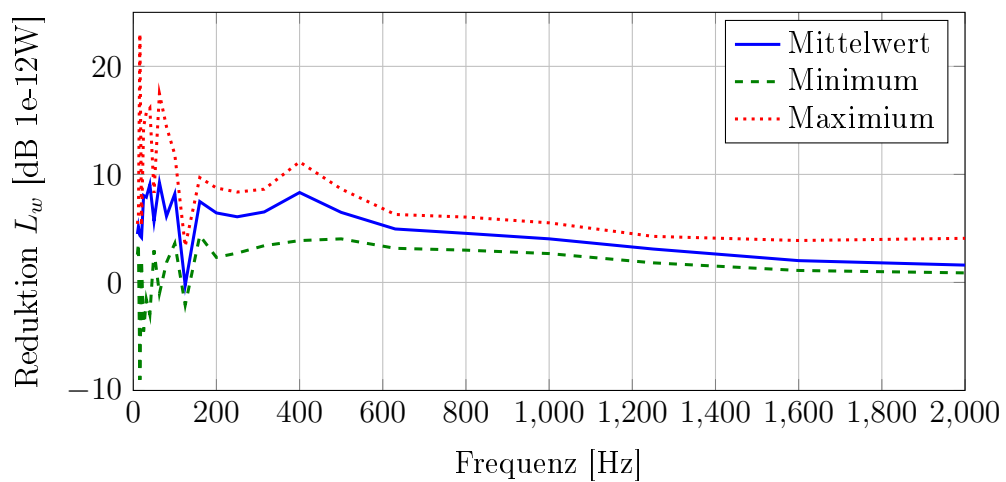
**D.2.4. Vergleich mit vollflächiger Anordnung der piezoelektrischen Elemente**

**Abbildung D.33.:** Vollflächige Anordnung von 300  $40 \times 40 \text{ mm}$  großen piezoelektrischen Elementen auf der Platte

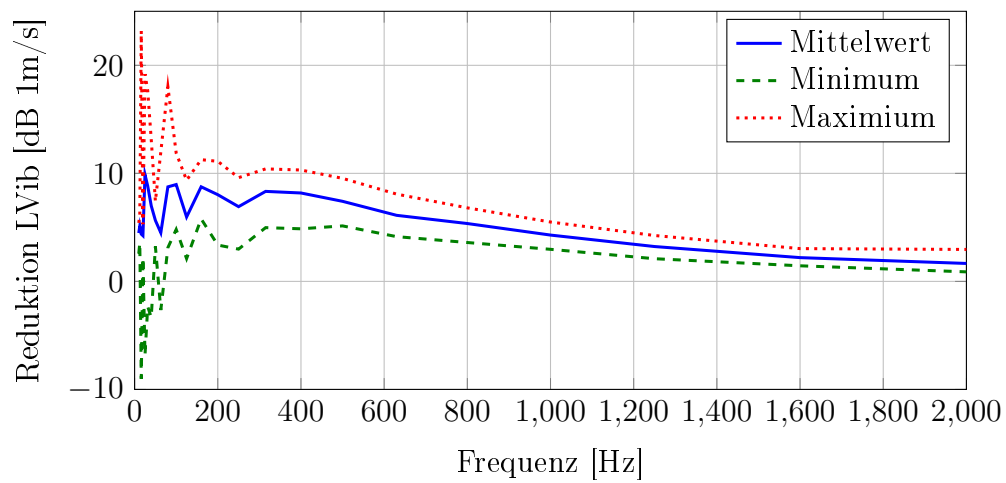
## D.2.5. Statistische Betrachtung des Anordnungseinflusses



**Abbildung D.34.:** Überlagerung von 10000 zufälligen Anordnungen von jeweils zehn  $100 \times 60 \text{ mm}$  großen piezoelektrischen Elementen auf der Platte



**Abbildung D.35.:** Mittelwert, Minimum und Maximum der Schalleistungsreduktion bei 10000 zufälligen Platzierungen



**Abbildung D.36.:** Mittelwert, Minimum und Maximum der Schwingungsleistungsreduktion bei 10000 zufälligen Platzierungen